

Diseño de un dispositivo médico de inducción magnética para el tratamiento del cáncer

Alumno | Mario Gómez Barea

Tutor | Andrés Roldán Aranda

Tutor | Guillermo Iglesias Salto

Ingeniería de Telecomunicación

Universidad de Granada | ugr



D. Andrés María Roldán Aranda, Profesor del departamento de Electrónica y Tecnología de los Computadores de la Universidad de Granada, como director del Trabajo Fin de Carrera de D. Mario Gómez Barea,

Informa:

que el presente trabajo, titulado:

“Diseño de un dispositivo médico de inducción magnética para el tratamiento del cáncer”

ha sido realizado y redactado por el mencionado alumno bajo nuestra dirección, y con esta fecha autorizo a su presentación.

Granada, a 09 de septiembre de 2017.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Andrés Roldán', with a long horizontal stroke extending to the right.

Fdo. Andrés María Roldán Aranda.

Los abajo firmantes autorizan a que la presente copia de Trabajo Fin de Máster se ubique en la Biblioteca del Centro y/o departamento para ser libremente consultada por las personas que lo deseen.

Granada, a 09 de septiembre de 2017.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Andrés Roldán', with a long, sweeping horizontal stroke extending to the right.

Fdo. Mario Gómez Barea

Fdo. Andrés María Roldán Aranda

Palabras Clave

Hipertermia, magnética, dispositivo, tratamiento, cáncer, oncológico, electrónico, Arduino, ATmega, 2560, C, PCB, Altium, Designer, diseño, simulaciones, PSpice, ingeniería, inversa, cocina, inducción, ablación, térmica, diatermia, células, cancerígenas, nanopartículas, ferrita, superparamagnéticas, SAR, circuito, potencia, control, LCD, buzzer, puente en H, transistores, IGBT, driver.

Resumen

En el presente documento se dispone todo el trabajo necesario realizado para la elaboración de un dispositivo de inducción magnética capaz de ser utilizado en tratamientos de carácter oncológico como herramienta alternativa a la quimioterapia o radioterapia.

El guión que sigue este documento es el recorrido temporal que se ha seguido para su desarrollo, empezando por adquirir los conocimientos necesarios en la materia del dispositivo. A continuación, y puesto que este documento está orientado a la elaboración de un producto, se establecen las especificaciones técnicas que deben cumplirse para su correcta implementación en dicho campo.

Antes de partir de cero, se realiza un estudio de dispositivos de mercado que se encuentran en nuestro entorno cotidiano, de fácil acceso, tanto por su facilidad para disponer de ellos como por su precio y nos centramos en aquellos aspectos que pueden servir para nuestro propósito.

Por último, y siguiendo los pretextos anteriores, se diseña el dispositivo que se ajusta al rendimiento técnico y con las especificaciones requeridas y del que se espera que sea útil para poder ser utilizado en el entorno profesional para el que ha sido diseñado.

Keywords

Hyperthermia, magnetic, device, treatment, cancer, oncologic, electronic, Arduino, ATmega, 2560, C, PCB, Altium, Designer, design, simulations, PSpice, engineering, reverse, inverse, induction, ablation, thermal, diathermy, cells, nanoparticles, ferrite, superparamagnetic, SAR, circuit, power, control, LCD, buzzer, H bridge, transceivers, IGBT.

Abstract

The present document provides all the necessary work done for the development of a magnetic induction device capable of being used in cancer treatments as an alternative tool to chemotherapy or radiotherapy.

The script that follows this document is the temporary route that has been followed for its development, beginning with acquiring the necessary knowledge in the matter of the device. Next, and since this document is oriented to the elaboration of a product, it establishes the technical specifications that must be fulfilled for its correct implementation in that field.

Before starting from scratch, there is a study of market devices that are in our daily environment, easily accessible, both for their ease to dispose of them as well as for their price and we focus on those aspects that can serve our purpose.

Finally, and following the previous pretexts, the device is designed that conforms to the technical performance and specifications required and is expected to be useful to be used in the professional environment for which it has been designed.

Agradecimientos

Después de este largo recorrido académico, son muchas las horas que he pasado con gente que me ha aportado mucho, al proyecto, y a mi vida en particular.

Comienzo por aquellos que día a día me ha ayudado, tanto a sacar el trabajo adelante como a seguir el camino que ellos han recorrido. Como no, esos son mis compañeros, de varias generaciones que me han aportado cosas valiosas y puntos de vista diferentes, que han hecho que mi trabajo sea más valioso. En especial a aquella primera promoción, mis compañeros que todavía aún son mis amigos.

A mi familia, que día a día han seguido mi trayectoria muy de cerca, compartiendo felicidad en los buenos momentos y penas en los otros. Sin su apoyo, esto no hubiera salido adelante.

Y, por último, a mis tutores. Especialmente a Andrés, que me ha aguantado, soportado y llevado de la mejor manera que podía ser llevado. Me ha aportado una manera más que interesante de trabajar, muy profesional, buscando la excelencia y sacando siempre lo mejor de mí y de mi esfuerzo.

Acknowledgements

After this long academic journey, there are many hours that I have spent with people who have contributed a lot, the project, and my life in particular.

I begin with those who have helped me day by day, both to take the work forward and to follow the path they have traveled. Of course, those are my colleagues, from several generations who have brought me valuable things and different points of view, that have made my work more valuable. Especially to that first promotion, my colleagues who are still still my friends.

To my family, who day after day have followed my path very closely, sharing happiness in good times and pains in others. Without their support, this would not have gone ahead.

And finally, to my tutors. Especially Andres, who has endured me, endured and carried away in the best way that could be taken. It has given me a more than interesting way of working, very professional, looking for excellence and always taking the best of me and my effort.

Índice de contenidos

<u>Capítulo</u>	<u>Descripción</u>	<u>Página</u>
1	Motivación	24
2	Memoria descriptiva	26
2.1	Introducción	26
2.2	Tipos de hipertermia	27
2.3	Principios de funcionamiento de la hipertermia	28
2.4	Características físicas de las nanopartículas magnéticas	30
2.4.1	Magnetización en función del campo aplicado	31
2.4.2	Índice de absorción específico (SAR)	31
2.5	Ingeniería inversa	33
2.5.1	Cocina de inducción	33
2.5.2	Calentador de inducción Prototipo del laboratorio	36
2.5.3	Campo magnético de una espira plana en espiral	37
3	Ingeniería inversa Simulaciones	42
3.1	Cocina de inducción	42
3.1.1	Circuito de potencia Puente de diodos	43
3.1.2	Circuito de potencia Filtro LC de suavizado	44
3.1.3	Circuito de potencia Circuito de carga LC	46
3.1.4	Circuito de potencia Transistores de potencia	48
3.1.5	Circuito de control Driver de puerta de IGBT	55
3.1.6	Circuito de control Sensor de tensión	56
3.1.7	Circuito de control Disparador por comparación	57
3.2	Conclusiones tras ingeniería inversa	58
3.3	Diseño del dispositivo	59
3.3.1	Circuito de potencia Fuente de alimentación	59
3.3.2	Circuito de potencia Puente H de transistores	60
3.3.3	Circuito de potencia Simulación del puente en H	61
4	Memoria de cálculo	66
4.1	Circuito de potencia Puente en H de transistores	66
4.1.1	Elección de la frecuencia de trabajo	66
4.1.2	Elección del valor de la bobina de trabajo L1	66
4.1.3	Elección del valor del condensador de trabajo C1	69
4.1.4	Elección de la tecnología de fabricación	69
4.1.5	Transistores de potencia de canal P IRF9530N	70

4.1.6	Transistores de potencia canal N IRFZ24N	72
4.2	Circuito de control Shield de Arduino	74
4.3	Circuito de control Comparador de señal	77
4.4	Circuito de control Driver de puerta	79
4.4.1	Driver de puerta NPN TIP120	79
4.4.2	Driver de puerta PNP TIP125	81

<u>Capítulo</u>	<u>Descripción</u>	<u>Página</u>
5	Planos de diseño	84
5.1	Diseño del circuito de potencia	84
5.2	Diseño del circuito de control	86
5.3	Cocina de inducción	88
5.4	Prototipo del laboratorio. Calentador	89
5.5	Arduino ATmega 2560	89
6	Memoria económica	90
7	Dispositivos de medición utilizados	94
7.1	Osciloscopio	94
7.2	Multímetro digital	94
7.3	Analizador de impedancias	95
8	Proveedores de material electrónico	96
8.1	SONITEL GRANADA	96
8.2	ELECTROG GRANADA	97
9	Bibliografía	98
10	Vídeos	100
11	Conclusión final del proyecto	102

Índice de imágenes

	<u>Página</u>
Imagen 1 Aplicación terapéutica de nanopartículas.	27
Imagen 2 Representación esquemática de hipertermia con nanopartículas magnéticas.	28
Imagen 3 Representación esquemática de la Opsonización.	29
Imagen 4 Proceso de apoptosis de células cancerosas.	29
Imagen 5 Nanopartículas liberando agentes terapéuticos complementarios a los tumores.	30
Imagen 6 Ciclo de histéresis de magnetización para un sistema cuyo eje de anisotropía se sitúa paralelamente al campo aplicado (a) y distribuido al azar (b).	31
Imagen 7 Dependencia de la potencia con el diámetro de las nanopartículas.	32
Imagen 8 Cocina de inducción.	33
Imagen 9 Componentes internos de la cocina de inducción.	34
Imagen 10 Diagrama de bloques de una fuente conmutada.	35
Imagen 11 Prototipo de calentador por inducción no programable en frecuencia.	36
Imagen 12 Representación de un conductor circular en coordenadas cilíndricas.	38
Imagen 13 Modelo simplificado del conductor de geometría espiral en circular.	39
Imagen 14 Componente radial del campo magnético normalizado para diferente anchura del conductor.	40
Imagen 15 Distribución de la fuerza electromagnética en función de la anchura del conductor.	41
Imagen 16 Resultados del campo electromagnético en función del grosor de la espira.	41
Imagen 17 Cocina de inducción. Circuito de simulación.	42
Imagen 18 Circuito rectificador. Puente de diodos.	43
Imagen 19 Tensión de entrada (azul). Tensión a la salida de la rectificación (verde).	44
Imagen 20 Filtro LC de suavizado.	44
Imagen 21 Filtro LC de suavizado. Diagrama de Bode.	45
Imagen 22 Circuito de carga LC.	46
Imagen 23 Impedancia del circuito de carga LC.	47
Imagen 24 Azul corriente total de las bobinas (circuito de carga LC + filtro LC de suavizado). Rojo corriente total de los	47

	condensadores (circuito de carga LC + filtro LC de suavizado).	
Imagen 25	Transistores IGBT de potencia.	48
Imagen 26	Modos de polarización del BJT.	49
Imagen 27	Tiempos de encendido y apagado de un BJT.	50
Imagen 28	Intensidad de consumo de la cocina de inducción.	51
Imagen 29	Frecuencia de trabajo de la cocina de inducción.	52
Imagen 30	Driver de puerta de los transistores IGBT.	54
Imagen 31	Driver de puerta de los transistores IGBT.	55
Imagen 32	Tensión de control y tensión de puerta de los transistores IGBT.	55
Imagen 33	Sensor de tensión.	56
Imagen 34	Tensiones del sensor. Tensión del disparador. Tensión de puerta de los IGBT.	57

Página

Imagen 35	Disparador de tensión por comparación.	57
Imagen 36	Tensión señal de disparo. Tensión señal de disparo filtrada. Nivel de continua. Tensión de entrada del driver de puerta.	58
Imagen 37	Fuente de alimentación del dispositivo de inducción magnética.	60
Imagen 38	Puente en H de transistores para el control de motores de potencia.	61
Imagen 39	Circuito de simulación. Puente en H.	62
Imagen 40	Tensión de alimentación de las puertas de los transistores.	63
Imagen 41	Intensidad de la bobina de trabajo L1.	63
Imagen 42	Espectro de frecuencia de la intensidad de la bobina de trabajo L1.	63
Imagen 43	Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 80 KHz.	67
Imagen 44	Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 100 KHz.	67
Imagen 45	Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 150 KHz.	67
Imagen 46	Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 200 KHz.	67
Imagen 47	Modelo equivalente para una bobina de núcleo de aire.	68
Imagen 48	Comparativa de tecnologías de fabricación de transistores de potencia.	69
Imagen 49	Especificaciones técnicas del IRF9530N.	70
Imagen 50	Carga típica en función de la tensión de puerta. IRF9530N.	71
Imagen 51	Especificaciones técnicas del IRFZ24N.	72
Imagen 52	Valores máximos del IRFZ24N.	72

Imagen 53	Especificaciones de la tensión umbral del IRFZ24N.	73
Imagen 54	Carga típica de puerta en función de la tensión aplicada del IRFZ24N.	73
Imagen 55	Shield de Arduino Mega 2560.	75
Imagen 56	Definición de pines en Arduino.	75
Imagen 57	Buzzer de Arduino.	75
Imagen 58	Definición del timer2.	76
Imagen 59	Tensión de salida de la placa de Arduino a 100 KHz. Pin 9.	76
Imagen 60	Configuración simple y diferencial del comparador LM319.	77
Imagen 61	Hoja de especificaciones eléctricas del LM319.	78
Imagen 62	Driver de puerta del transistor de potencia.	79
Imagen 63	Circuito equivalente del TIP120.	80
Imagen 64	Valores máximos permitidos del TIP120.	80
Imagen 65	Características eléctricas del TIP120.	80
Imagen 66	Circuito equivalente del TIP125.	81
Imagen 67	Valores máximos permitidos del TIP125.	81
Imagen 68	Características eléctricas del TIP125.	82
Imagen 69	Plano de diseño del circuito de potencia.	84
Imagen 70	Conector de 24 pines ATX.	85
Imagen 71	Plano de diseño del circuito de control.	86
Imagen 72	Código para obtener la temperatura de los sensores.	87
Imagen 73	Sensor NTC SNS-TMP10K.	88
Imagen 74	Plano cocina de inducción.	88
Imagen 75	Plano del prototipo del laboratorio.	89
Imagen 76	Plano del shield Arduino ATmega 2560.	89

Índice de tablas

	<u>Página</u>
Tabla 1	Tipos de hipertermia. 27
Tabla 2	Especificaciones del índice de absorción específico (SAR). 32
Tabla 3	Especificaciones de la potencia resultante generada por un campo magnético 32
Tabla 4	Especificaciones de la placa de inducción. 33
Tabla 5	Circuitos componentes de la cocina de inducción. 34
Tabla 6	Componentes del prototipo de inducción no 37

	programable.	
Tabla 7	Descripción de las variables de la ecuación de la fuerza electromagnética total.	40
Tabla 8	Hoja de especificaciones de FGA20N120FTD.	52
Tabla 9	Hoja de especificaciones de FGA20N120FTD.	52
Tabla 10	Características de la fuente de alimentación del dispositivo de inducción magnética.	60
Tabla 11	Parámetros de simulación de las fuentes de alimentación.	62
Tabla 12	Características electromagnéticas de la bobina.	69
Tabla 13	Especificaciones técnicas de Arduino Mega 2560.	74

Índice de videos

	<u>Página</u>
Vídeo 1	Vídeo de la PCB. 100
Vídeo 2	Interfaz gráfica de usuario. 100

Glosario

- Inducción magnética** | Proceso mediante el cual campos magnéticos generan campos eléctricos.
- Ingeniería Inversa** | Proceso llevado a cabo con el objetivo de obtener información o un diseño a partir de un producto, con el fin de determinar cuáles son sus componentes y de qué manera interactúan entre sí y cuál fue el proceso de fabricación.
- Cocina de inducción** | Tipo de cocina vitrocerámica que calienta directamente el recipiente mediante un campo electromagnético en vez de calentar mediante calor producido por resistencias
- Cáncer** | Tumor maligno, duro o ulceroso, que tiende a invadir y destruir los tejidos orgánicos circundantes.
- Quimioterapia** | Tratamiento médico de algunas enfermedades que consiste en la aplicación de sustancias químicas al organismo.
- Radioterapia** | Tratamiento médico de algunas enfermedades que consiste en la utilización y la aplicación de todo tipo de rayos, especialmente los rayos X.
- Embolización arterial** | Intervención quirúrgica donde se realiza una pequeña incisión (corte) en la parte interna del muslo y se introduce un catéter (tubo delgado y flexible) que se guía hacia una arteria cercana al tumor o el tejido anormal.
- Radioactividad local** | Aplicación de un proceso de radioterapia en una zona muy localizada del cuerpo.
- Tumor maligno** | Masa de tejido de una parte del organismo cuyas células sufren un crecimiento anormal y no tienen ninguna función fisiológica; estas células tienen tendencia a invadir otras partes del cuerpo.
- Hipertermia** | Aumento de la temperatura del cuerpo por encima de lo normal.
- Ablación térmica** | Procedimiento en el que se usa calor para extirpar tejido o una parte del cuerpo, o destruir su función.
- Necrosis** | Muerte de las células y los tejidos de una zona determinada de un organismo vivo.
- Tisular** | Relativo a los tejidos del organismo o relacionado con ellos.
- Diatermia** | Medio de tratamiento que se fundamenta en el empleo de corrientes eléctricas de alta frecuencia para elevar la temperatura en partes profundas del cuerpo humano.
- Enfermedades** | Conjunto de enfermedades que se caracterizan por provocar

- reumáticas** | inflamación, degeneración o alteraciones de los tejidos que forman los músculos y los tendones, produciendo dolor, rigidez y limitación de los movimientos.
- Nanopartículas** | Partículas cuyo tamaño es del orden de nanómetros.
- Efecto citotóxico** | Que tiene un efecto tóxico sobre determinadas células.
- Hipóxico** | Disminución en la cantidad de oxígeno suministrado por la sangre a los órganos
- Apoptosis** | Muerte celular programada.
- Polimérico** | Referente a macromoléculas formadas por la unión de enlaces covalentes de una o más unidades simples llamadas monómeros.
- Opsonización** | Fenómeno según el cual la molécula de la opsonina interviene en el proceso de fagocitosis de una célula objetivo. La fagocitosis designa la manera como los microbios son eliminados por ciertos leucocitos.
- Nucleótidos** | Moléculas orgánicas formadas por la unión covalente de un monosacárido de cinco carbonos (pentosa), una base nitrogenada y un grupo fosfato.
- Superparamagnético** | Comportamiento magnético con algunas características del ferromagnetismo y otras del paramagnetismo.
- Momento magnético** | Determina la fuerza que el imán puede ejercer sobre las corrientes eléctricas y el par que un campo magnético ejerce sobre ellas.
- Ciclo de histéresis** | Curva de magnetización de un material.
- Campo coercitivo** | Intensidad del campo magnético que se debe aplicar a ese material para reducir su magnetización a cero luego de que la muestra ha sido magnetizada hasta saturación.
- Magnetización remanente** | Capacidad de un material para retener el magnetismo que le ha sido inducido.
- Anisotropía** | Que ofrece distintas propiedades en direcciones diferentes.
- Índice de absorción | específico** | Medida de la potencia máxima con que un campo electromagnético de radiofrecuencia es absorbido por el tejido vivo.
- Electroimán** | Barra de hierro dulce que se imanta artificialmente por la acción de una corriente eléctrica que pasa por un hilo conductor arrollado a la barra.
- Fuente conmutada** | Usa la señal de control para variar el ancho de pulso, tomando de la alimentación solamente la energía requerida por la carga.
- Transistor IGBT** | Dispositivo electrónico que generalmente se aplica a circuitos de potencia. Este es un dispositivo para la conmutación en sistemas de alta tensión.
- Diodo Schottky** | Dispositivos que tienen una caída de voltaje directa muy

pequeña, del orden de 0.3 V o menos. Operan a muy altas velocidades y se utilizan en fuentes de potencia, circuitos de alta frecuencia y sistemas digitales.

- MATLAB** | Herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado con un lenguaje de programación propio (lenguaje M).
- Diagrama de Bode** | Representación gráfica que sirve para caracterizar la respuesta en frecuencia de un sistema. Normalmente consta de dos gráficas separadas, una que corresponde con la magnitud de dicha función y otra que corresponde con la fase.
- Impedancia** | Resistencia aparente de un circuito dotado de capacidad y autoinducción al flujo de una corriente eléctrica alterna.
- Reactancia** | Parte imaginaria de la impedancia.
- PSPICE** | Software de diseño y simulación de circuitos.
- Shield Arduino** | Placa electrónica de Arduino.
- Memoria FLASH** | Derivado de la memoria EEPROM. Es un dispositivo en forma de tarjeta, que se encuentra orientado a realizar el almacenamiento de grandes cantidades de datos en un espacio reducido, permitiendo la lectura y escritura de múltiples posiciones de memoria en la misma operación.
- Memoria EEPROM** | Memoria de sólo lectura programable y borrable eléctricamente.
- Memoria SRAM** | Memoria RAM basada en semiconductores, capaz de mantener los datos, mientras siga alimentada, sin necesidad de circuito de refresco.
- TFT LCD** | Pantalla de cristal líquido de transistores de película fina.
- Arduino** | plataforma de hardware y software de código abierto, basada en una sencilla placa con entradas y salidas, analógicas y digitales, en un entorno de desarrollo que está basado en el lenguaje de programación Processing.
- Buzzer** | Transductor electroacústico que produce un sonido o zumbido.
- Altium Designer** | Software de diseño de PCB, un paquete de software de automatización de diseño electrónico para placa de circuito impreso, FPGA y diseño de software incorporado.

Acrónimos

- OMS** | Organización Mundial de la Salud.
- SAR** | Specific Absorption Rate | Índice de absorción específico.
- IGBT** | Insulated Gate Bipolar Transistor | Transistor bipolar de puerta aislada.
- EMC** | Electromagnetic Compatibility | Compatibilidad Electromagnética.
- BJT** | Bipolar Junction Transistor | Transistor de unión bipolar.
- MOSFET** | Metal Oxide Semiconductor Field effect Transistor | Transistor de efecto campo metal óxido semiconductor.
- AC** | Alternate Current | Corriente Alterna.
- DC** | Direct Current | Corriente continua.
- USB** | Universal Serial Bus | Bus serie universal.
- PWM** | Pulse Width Modulation | Modulación de ancho de pulso.
- EEPROM** | Electrically Erasable Programmable Read Only Memory | Memoria de solo lectura, programable y borrable electrónicamente.
- SRAM** | Static Random Access Memory | Memoria estática de acceso aleatorio.
- TFT** | Thin Film Transistor | Transistor de película fina.
- LCD** | Liquid Crystal Display | Pantalla de cristal líquido.
- PCB** | Printed Circuit Board | Placa de circuito impreso.
- FPGA** | Field Programmable Gate Array | Matriz de puertas programables.
- ATX** | Advanced Technology eXtended | Tecnología avanzada extendida.
- LED** | Light-Emitting Diode | Diodo emisor de luz.
- SMD** | Surface Mounting Device | Dispositivo de montaje superficial.
- XGA** | eXtended Graphics Array | Array de gráficos extendidos.

Capítulo 1 | Motivación

Éste es un texto universitario que trata de argumentar los procesos seguidos en el estudio, diseño y elaboración de un dispositivo médico de inducción magnética para el tratamiento del cáncer.

Tras despertar la curiosidad por esta técnica de tratamiento novedosa, el departamento de Electrónica de la Universidad de Granada junto con el de Física Aplicada, a través de sus profesores encargados de la tutorización (Andrés Roldán y Guillermo Iglesias) me proponen este proyecto, que sin duda acepto tomar parte de él.

Para la elaboración del documento, el proyecto pasa por distintas fases del proceso y que se detallan a continuación.

Fase de recopilación de información | En esta primera fase, los recursos se dedican a la búsqueda de información relevante en distintos medios (artículos científicos, artículos médicos, páginas web, libros de texto, etc.) sobre el fenómeno de la [inducción magnética](#) aplicada al tratamiento y curación del cáncer.

Fase de [ingeniería inversa](#) | Una vez recopiladas las distintas fuentes de información, y puesto que se trata de una tecnología novedosa que se encuentra poco desarrollada, debemos acudir a una técnica muy utilizada en ingeniería denominada “[Ingeniería Inversa](#)”. No es más que estudiar el funcionamiento de dispositivos, ya disponibles en el mercado, que aplican el mismo principio físico que queremos implementar. En esta fase, se hace indispensable el uso de software para reproducir el funcionamiento del dispositivo y simular la respuesta del mismo. Si esta respuesta entra dentro de las especificaciones técnicas que a priori tenemos para la implementación de nuestro dispositivo, será un buen candidato.

En mi caso, me he decidido por el estudio de una [cocina de inducción](#). Ésta utiliza el principio fundamental de la [inducción magnética](#), que mediante un campo

magnético genera unas corrientes en la base de la sartén provocando que ésta se caliente. Una de las razones que me hacen decidirme por aplicarle a este dispositivo la ingeniería inversa, es la facilidad para encontrarlo en el mercado, así como el precio para poder adquirirlo, que es bastante económico.

A partir de ahí, se hace un estudio minucioso que permita modificar el dispositivo de ingeniería inversa para obtener otro que permita ajustarse a las especificaciones que indican las fuentes de información recopiladas en la fase anterior.

Fase de elaboración inicial del dispositivo | Decidido el diseño básico del dispositivo, se pasa a montarlo en una placa de prototipado, para estudiar empíricamente el comportamiento del dispositivo. Aquí es donde aparecen los mayores problemas (respuestas no esperadas, fallos, incompatibilidades, ajustes para responder a las especificaciones del dispositivo final, ...). Ésta es la fase más laboriosa y, por excelencia, la parte más técnica donde se demuestran las habilidades y conocimientos técnicos de un ingeniero.

Fase de profesionalización del dispositivo | Definido el diseño en la fase anterior, se abandona el prototipado y se utiliza software de diseño para profesionalizar el dispositivo y definir un diseño de componentes que permita la comercialización del mismo, para reducir costos, tiempos de fabricación y mejorar su disponibilidad en el mercado,

Fase de estudio de la respuesta del organismo humano a la inducción magnética | En esta fase, recopilamos los datos para hacer un estudio del efecto fundamental de la inducción magnética sobre el cuerpo humano, resaltando aquellas fortalezas e inconvenientes del uso de este dispositivo en un organismo multicelular.

Fase de memoria económica | Fase final en la que se elabora una memoria económica del proyecto global que represente de una manera fiel el coste que supone la implementación de dicho dispositivo.

Todas estas fases quedan reflejadas en este documento, así como una conclusión personal sobre todo el proceso realizado.

Capítulo 2 | Memoria descriptiva

1. Introducción

Hoy en día, el [cáncer](#) es un problema social y de salud. Es una de las principales causas de muerte en todo el mundo provocando 7.6 millones de fallecimientos cada año, lo que corresponde al 13% de las muertes en la población mundial ([OMS](#)).

En la actualidad existen diferentes tratamientos para el [cáncer](#) como son la cirugía, la [quimioterapia](#) y la [radioterapia](#). La [radioterapia](#) puede realizarse mediante la aplicación de radiación externa, [embolización arterial](#) y [radioterapia](#) metabólica. Desafortunadamente, la [radioterapia](#) externa destruye el tejido sano que se encuentra cerca de las células cancerosas dando como resultado diversos efectos secundarios e importantes complicaciones. Por tal razón, en la actualidad se realizan estudios con la finalidad de tratar el área del tumor con [radioactividad local](#), esto con el fin de reducir la tasa de mortalidad debida a la aplicación de la radioterapia convencional y para mejorar los efectos del tratamiento sobre el [tumor maligno](#), buscando aplicar con precisión la radiación en el área del tumor.

El uso de [hipertermia](#) (generación de calor) en el tratamiento de [tumores malignos](#) es una de las terapias estudiadas desde hace muchos años. El enfoque consiste en elevar la temperatura del medio ambiente local del tumor dando como resultado el cambio fisiológico de las células enfermas provocando la apoptosis.

La [hipertermia](#) se puede clasificar en diferentes tipos de acuerdo al grado de aumento en la temperatura. En [ablación térmica](#), un tumor es sometido a altas temperaturas de calor mayor a 46 °C provocando que los tejidos directos de las

células sufran [necrosis](#), coagulación o carbonización. La [hipertermia moderada](#), entre temperaturas de 41 °C a 46 °C, tiene varios efectos tanto a nivel celular como [tisular](#). Las células sufren estrés por el calor resultando la activación y/o iniciación de muchos mecanismos de degradación intra y extracelular como desnaturalización y plegamiento de proteínas. En el caso de la [diatermia](#), en donde se manejan temperaturas menores a 41 °C, es utilizada para el tratamiento de fisioterapias de [enfermedades reumáticas](#).

Actualmente se estudia la [hipertermia por inducción magnética](#), que es adyuvante a la [radioterapia](#), en el tratamiento local de tumores sólidos avanzados, en donde los tejidos de [cáncer](#) están expuestos a un campo magnético alterno utilizándose para destruir selectivamente las células de cáncer en el que las [nanopartículas](#) magnéticas se han acumulado.

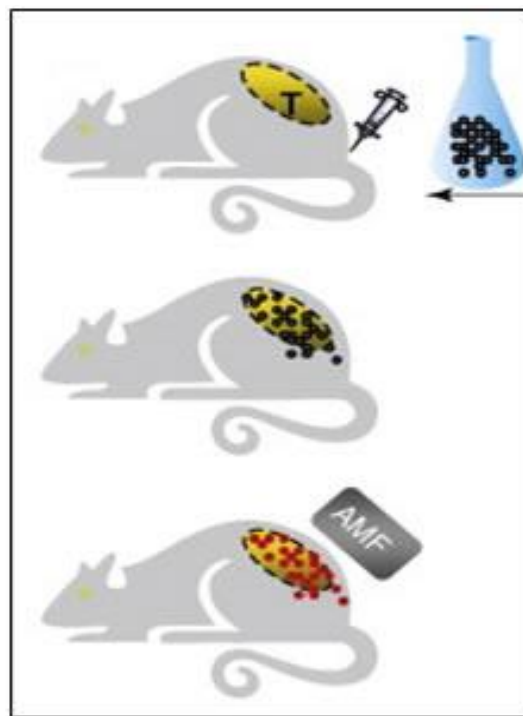


Imagen 1 | Aplicación terapéutica de [nanopartículas](#).

Las ondas magnéticas son generadas por una bobina, que provocan un campo magnético al ser recorridas por ellas una corriente eléctrica. Dicha bobina se coloca exclusivamente sobre la zona afectada.

2. Tipos de hipertermia

La temperatura generada y el tiempo de exposición a las ondas electromagnéticas dependen de diversos factores tales como localización, volumen del tumor y tratamientos complementarios que pudieran utilizarse por recomendación de un facultativo. En la siguiente tabla se muestran los tiempos de exposición máximos para cada tipo de aplicación del tratamiento.

Tratamiento	Rango de temperaturas	Periodo de exposición
Diatermia	40 °C – 41 °C	6 h – 72 h
Hipertermia Moderada	41 °C – 46 °C	15 min – 60 min
Ablación térmica	> 46 °C	4 min – 6 min

Tabla 1 | Tipos de [hipertermia](#).

3. Principios de funcionamiento de la Hipertermia

Biológicamente, la hipertermia tiene dos formas de interacción con la radiación. En primer lugar, el calor tiene un efecto sensibilizador, se aplica simultáneamente y en la misma magnitud en el tejido tumoral y normal y solo se obtiene un efecto terapéutico si el tumor se calienta a una temperatura mayor que el tejido normal. En segundo lugar, la [hipertermia](#) exhibe un [efecto citotóxico](#) directo y un tratamiento térmico moderado casi por sí solo, que puede destruir selectivamente células tumorales en un ambiente privado nutricionalmente, crónicamente [hipóxico](#) y ácido. La cantidad de calor generada depende de la naturaleza del material magnético y de los parámetros del campo magnético. Las células cancerosas son destruidas a temperaturas superiores a 43 °C, mientras que las células normales pueden sobrevivir a estas temperaturas.

Investigaciones recientes describen el uso de partículas magnéticas para la hipertermia con el fin de producir un efecto terapéutico en diferentes tipos de tumores, mediante la realización de experimentos con animales o utilizando cultivos de células cancerosas. Se ha destacado el potencial de las [nanopartículas](#) magnéticas en modelos de cáncer humano, tales como el cáncer de mama, en el que partículas de 10 nm - 30 nm de óxido de hierro se calienta eficazmente. En este

contexto, se han desarrollado nanopartículas magnéticas basadas en compuestos de óxidos de hierro o materiales híbridos como método de [hipertermia](#) intracelular.

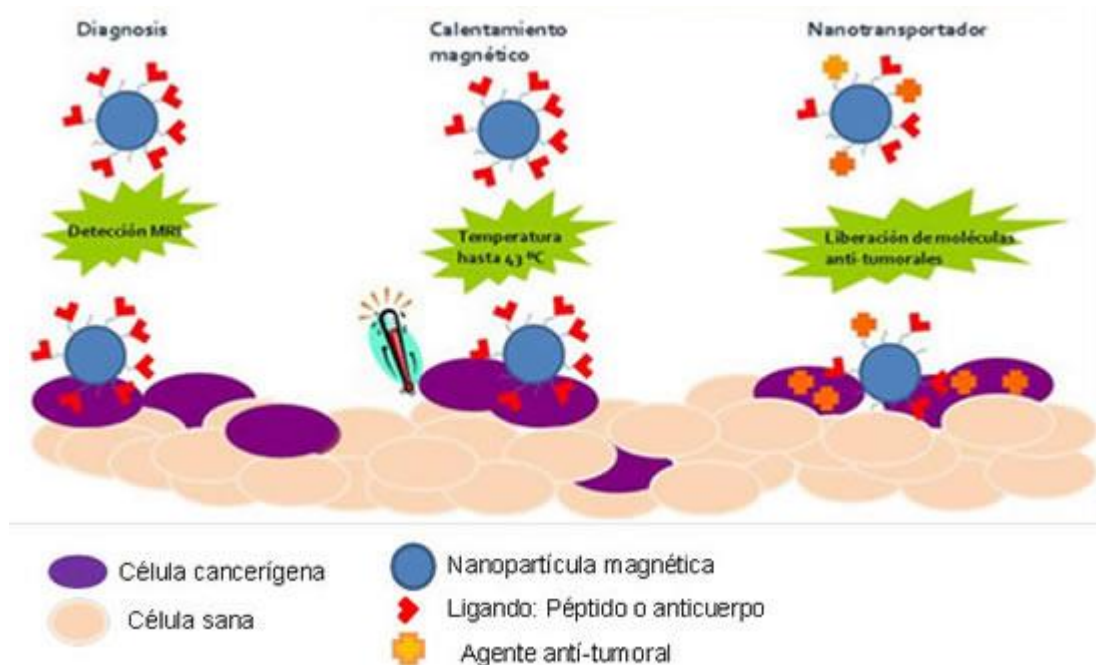


Imagen 2 | Representación esquemática de [hipertermia](#) con [nanopartículas](#) magnéticas.

La [hipertermia](#) basada en [nanopartículas](#) magnéticas es una terapia para la [apoptosis](#) de células tumorales a través del calentamiento controlado en el tejido dañado. Esto es mediante la dispersión de [nanopartículas](#) magnéticas en todo el tejido objetivo, aplicando un campo magnético estático externo que induce una magnetización en las [nanopartículas](#) y, mediante la aplicación de un campo alterno con una frecuencia suficientemente alta, la magnetización de las partículas es invertida continuamente, lo que se traduce en una conversión de energía magnética a energía térmica. Este calor se libera al tejido enfermo que está rodeado por las [nanopartículas](#). Si la temperatura puede mantenerse por encima del umbral terapéutico de 42 °C durante 30 minutos o más, el cáncer se destruye. Este tipo de tratamiento suena atractivo porque asegura que solo el tejido objetivo se calentará.

En este sentido, parece razonable el uso de [nanopartículas](#) de óxido de hierro como un núcleo magnético encapsulado en una cubierta [polimérica](#) protectora.

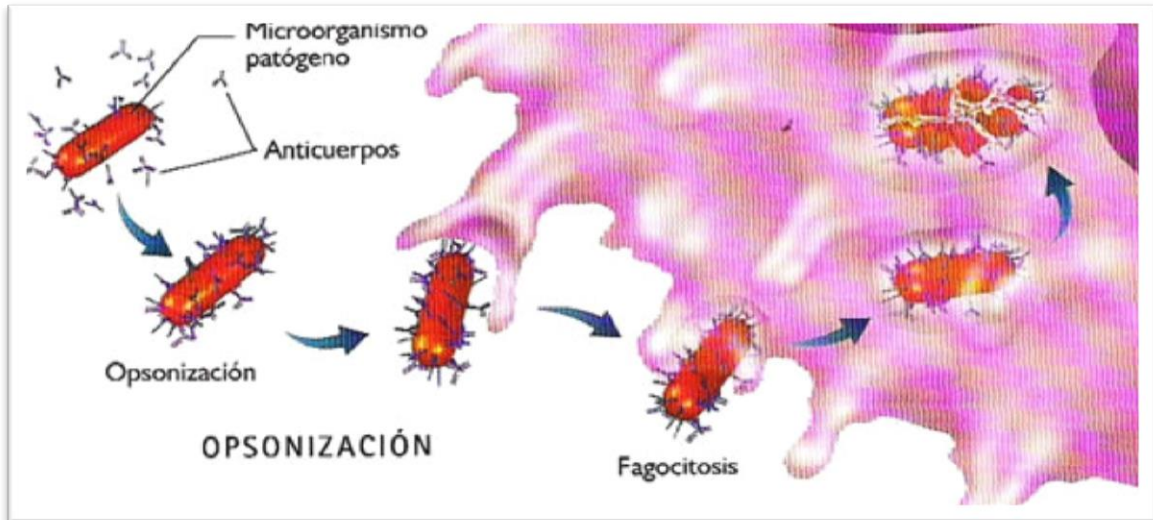


Imagen 3 | Representación esquemática de la [Opsonización](#).

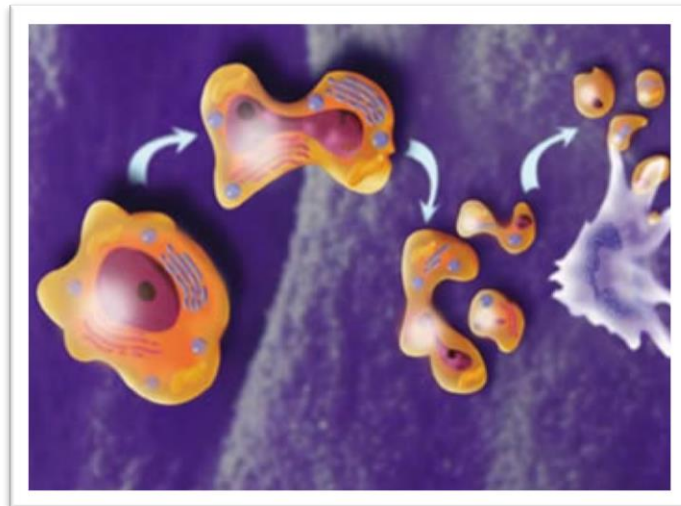


Imagen 4 | Proceso de [apoptosis](#) de células cancerosas.

4. Características físicas de las nanopartículas magnéticas

Las [nanopartículas](#) magnéticas se pueden unir a fármacos, proteínas, enzimas, anticuerpos, o [nucleótidos](#), y pueden ser dirigidas a un órgano, tejido o tumor utilizando un campo magnético externo.

Las [nanopartículas](#) de óxido de hierro [superparamagnéticas](#) con la química de superficie apropiada, han sido utilizadas experimentalmente para numerosas aplicaciones in vivo. Todas estas aplicaciones biomédicas y de bioingeniería requieren que estas [nanopartículas](#) tengan altos valores de magnetización.

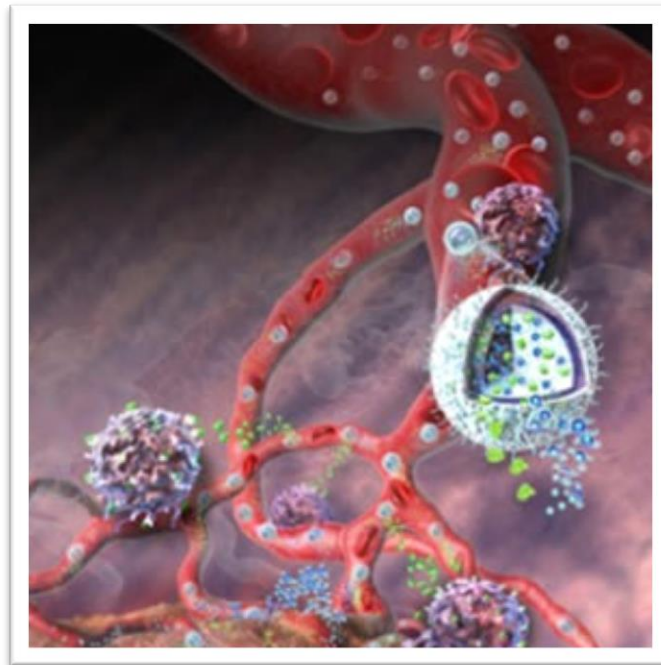


Imagen 5 | [Nanopartículas](#) liberando agentes terapéuticos complementarios a un tumor.

El término de partículas [superparamagnéticas](#) se refiere a que no retienen magnetismo residual después de la eliminación de un campo magnético. Los óxidos de hierro se están investigando para usos biomédicos debido a su alta biocompatibilidad con respecto a otros materiales magnéticos, ambos basados en óxidos o metales puros. Existen varios tipos de óxidos de hierro en la naturaleza y otros que se pueden preparar en el laboratorio. Pero hoy en día solo la magemita ($\text{-Fe}_2\text{O}_3$) y la magnetita (Fe_3O_4) son capaces de cumplir los requisitos necesarios para aplicaciones biomédicas, incluyendo [momentos magnéticos](#) suficientemente altos, estabilidad química en condiciones fisiológicas y baja toxicidad. El grado de cristalinidad, así como la dispersabilidad en términos de tamaño y forma de las partículas, son parámetros críticos que afectan su rendimiento en las técnicas terapéuticas y de diagnóstico.

4.1 Magnetización en función del campo aplicado

A continuación, se presenta una curva de magnetización M en función del campo magnético H para una muestra dada. Se presenta para dos configuraciones distintas. La primera de ellas, el eje del material se sitúa paralelamente al campo aplicado. Para la segunda, la distribución es al azar.

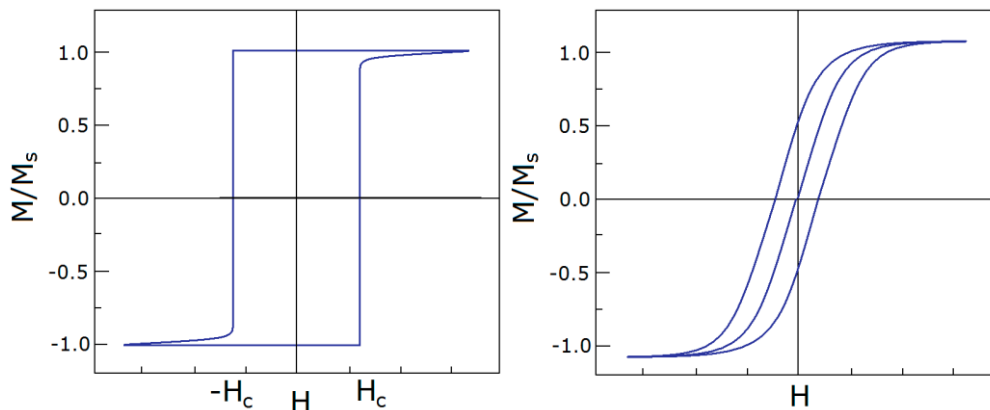


Imagen 6 | [Ciclo de histéresis](#) de magnetización para un sistema cuyo eje de anisotropía se sitúa paralelamente al campo aplicado (a) y distribuido al azar (b).

Idealmente, al disminuir el campo magnético, la magnetización tendrá el mismo valor de saturación hasta que $H = -H_c$. La curva obtenida es un [ciclo de histéresis](#) con [campos coercitivo](#) H_c y [magnetización remanente](#) $M_r = M_s$. Éste comportamiento genera dos ramas de la curva que no retornan por el mismo camino.

Un campo magnético externo entrega a las [nanopartículas](#) suficiente energía para permitir que los [momentos magnéticos](#) fluctúen. Esta energía es disipada cuando el momento de la partícula se relaja a su orientación de equilibrio, permitiendo entonces que el conjunto de partículas se caliente, lo cual se requiere en tratamientos de [hipertermia](#). También pueden presentarse pérdidas por resonancia cuando se trabaja a ciertas frecuencias, dependiendo de la [anisotropía](#) de las partículas.

4.2 Índice de absorción específico ([SAR](#))

El calentamiento de un material puede describirse con el [índice de absorción específico \(SAR\)](#), que es la medida de la razón a la cual la energía es absorbida por el cuerpo o la muestra cuando se expone a un campo magnético alterno. En este caso, es la potencia absorbida por masa de tejido. La energía se libera después al medio por procesos que dependen de las características de las partículas y de la intensidad del campo aplicado.

El [SAR](#) provee un valor numérico para comparar el potencial de calentamiento de diferentes partículas bajo diferentes condiciones, y puede determinarse mediante la expresión:

$$SAR = c \frac{m_{muestra}}{m_{magnetita}} \frac{dT}{dt} [W/g] \quad [1]$$

c	Capacidad calorífica del agua $c = 4,187 \cdot 10^4 \text{ erg/g} \cdot K$
m_{muestra}	Masa de la muestra
m_{magnetita}	Masa del óxido de hierro presente en la muestra
dT/dt	Pendiente inicial de la curva de calentamiento

Tabla 2 | Especificaciones del [índice de absorción específico \(SAR\)](#).

La potencia resultante generada es una función de la constante de tiempo efectiva y los parámetros de campo, y puede determinarse a partir de la siguiente expresión:

$$P = \pi \mu_0 \chi_0 H_0^2 f \frac{2\pi f \tau}{1+(2\pi f \tau)^2} \quad [2]$$

μ_0	Permeabilidad del espacio libre
χ_0	Susceptibilidad
H₀	Campo magnético aplicado
f	Frecuencia del campo magnético
τ	Tiempo de relajación total

Tabla 3 | Especificaciones de la potencia resultante generada por un campo magnético.

En la siguiente figura se muestra esquemáticamente la relación entre potencia y diámetro de las [nanopartículas](#), para una frecuencia de 115 KHz, existiendo un diámetro sobre los 17 nm donde la potencia generada es máxima y decrece después rápidamente.

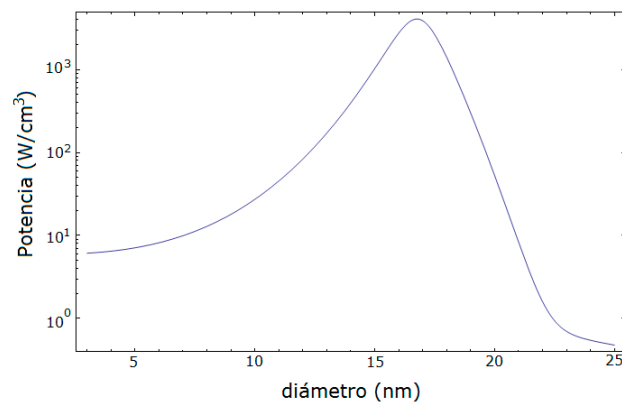


Imagen 7 | Dependencia de la potencia con el diámetro de las [nanopartículas](#).

5. Ingeniería Inversa

Actualmente en el mercado pueden encontrarse distintos dispositivos que generen campos magnéticos ([electroimanes](#), cerraduras magnéticas, [cocinas de inducción](#), etc.).

Por sus características de funcionamiento, por su relación potencia-campo generado y por su alto nivel de comercialización y bajo coste económico, estudiamos el comportamiento de una [cocina de inducción](#) básica.

Además, el departamento, dispone de un prototipo de dispositivo generador de corriente magnética básico, que también analizaremos mediante esta técnica.

5.1 Cocina de inducción

Una simple [cocina de inducción](#) portátil, en el mercado online, puede encontrarse por 30€ de segunda mano.



Imagen 8 | [Cocina de inducción](#).

Las características técnicas de la placa se detallan en la siguiente tabla:

Fabricante	AFK
Modelo	613-400194
Potencia	2000 W MAX
Precio	30,64 €
Lugar	Amazon.es

Tabla 4 | Especificaciones de la placa de inducción.

Al abrir la cocina, podemos observar por dentro los distintos componentes:

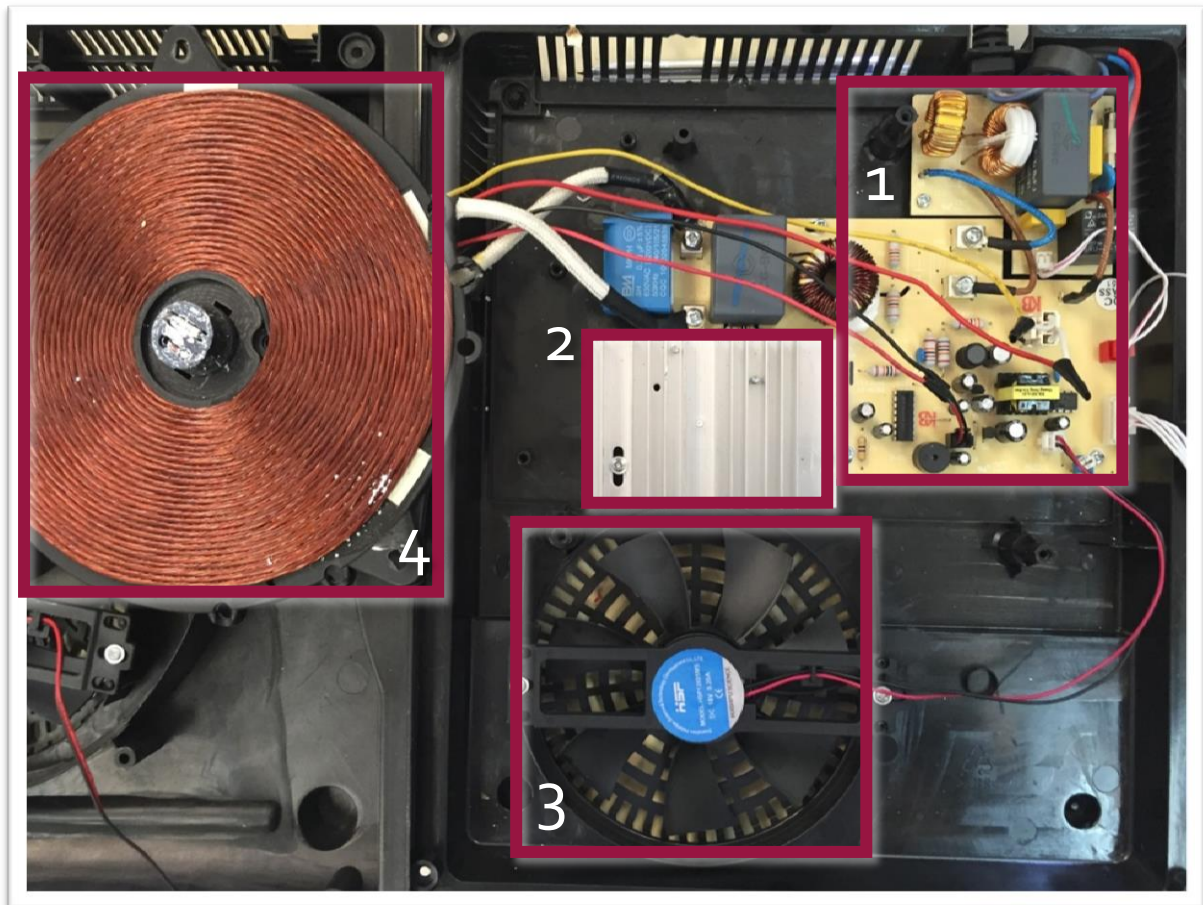


Imagen 9 | Componentes internos de la [cocina de inducción](#).

Elemento interno	Tipo de circuito
1	Fuente Conmutada
2	Transistores IGBT
3	Ventilación forzada
4	Bobina de inducción

Tabla 5 | Circuitos componentes de la [cocina de inducción](#).

Fuente conmutada: Aumentan la frecuencia de la corriente, que pasa de oscilar 50 Hz – 60 Hz a más de 100 kHz, dependiendo del sistema utilizado. Al aumentar tanto la frecuencia, reducimos las pérdidas y conseguimos reducir el tamaño del transformador, y con ello su peso y volumen. Para entender el funcionamiento de una fuente conmutada, debemos separarla en bloques, y analizarlos paso a paso. Vamos a resumirlos.

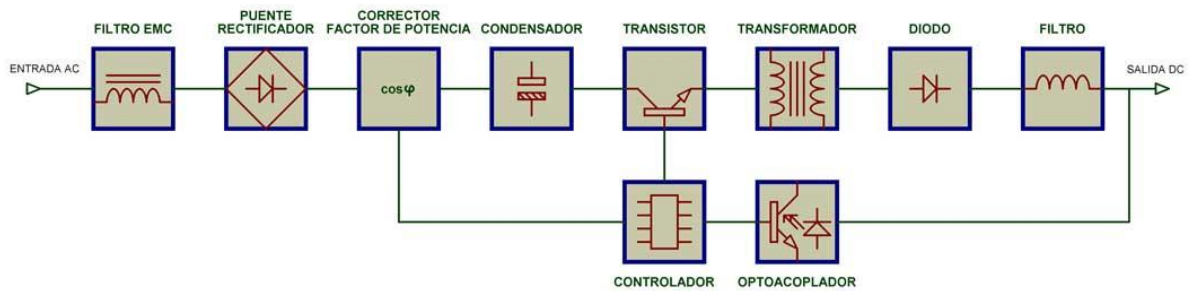


Imagen 10 | Diagrama de bloques de una [fuente conmutada](#).

- **Filtro EMC** | Su función es absorber los problemas eléctricos de la red, como ruidos, armónicos, transitorios, etc. También evita que la propia fuente envíe interferencias a la red.
- **Puente rectificador** | Rectifica la señal alterna de la red en un sentido, de modo que convierte la corriente alterna en corriente pulsante, es decir, deja pasar solo los semiciclos positivos de la corriente alterna.
- **Corrector del factor de potencia** | En determinadas circunstancias, la corriente se desfasa respecto a la tensión, lo que provoca que no se aproveche toda la potencia de la red. El corrector se encarga de solventar este problema
- **Condensador** | Amortigua la corriente pulsante para convertirla en corriente continua con un valor estable.
- **Transistor** | Se encarga de cortar y activar el paso de la corriente. De este modo se convierte a la corriente continua en corriente pulsante.
- **Controlador** | Activa y desactiva el transistor. Esta parte del circuito suele tener varias funciones, como protección contra cortocircuitos, sobrecargas, sobretensiones... También controla al circuito de corrección del factor de potencia. Además, mide la tensión de salida de la fuente, y modifica la señal entregada al transistor, para regular la tensión y mantener estable la salida.
- **Transformador** | Reduce la tensión, y además aísla físicamente la entrada de la salida.
- **Diodo** | Convierte la corriente alterna del transformador a corriente pulsante.

- **Filtro** | Convierte la corriente pulsante en continua.
- **Optoacoplador** | Enlaza la salida de la fuente con el circuito de control, pero manteniéndolos físicamente separados.

Transistores de potencia IGBT: La sigla **IGBT** corresponde a las iniciales de Isolated Gate Bipolar Transistor o sea transistor bipolar de puerta de salida. Se trata de un dispositivo semiconductor de potencia híbrido que combina los atributos del **BJT** y del **MOSFET**. Posee una compuerta tipo **MOSFET** y por consiguiente tiene una alta impedancia de entrada. Generalmente se aplica a circuitos de potencia. Es un dispositivo que se utiliza para la conmutación en sistemas de alta tensión. La tensión de control de puerta es de unos 15 V, ofreciendo la ventaja de controlar los sistemas de potencia aplicando una señal eléctrica de entrada muy débil en la puerta. El circuito de excitación del **IGBT** es como el del **MOSFET**, mientras que las características de conducción son como las del **BJT**. Es adecuado para velocidades de conmutación de hasta 20 KHz y ha sustituido al **BJT** en muchas aplicaciones.

En nuestro caso, son los encargados de aportar la energía a la bobina.

Ventilador: Aporta un flujo de aire que permite que la bobina y los componentes eléctricos no lleguen a sobrecalentarse, ya que trabajar a temperaturas por encima de lo permitido reduce el rendimiento, aumenta el consumo y degrada la respuesta del dispositivo.

Bobina de inducción: Bobina plana de cobre de tipo bifilar con forma de espiral, por la que se hace pasar una corriente eléctrica I que genera una densidad de flujo magnético alterno. Se implementa en paralelo con un circuito capacitivo. Ambos forman un circuito LC capaz de generar una corriente alterna.

5.2 Calentador de inducción | Prototipo del laboratorio

Un alumno del departamento de Electrónica de la Universidad trabajó en un diseño de un calentador de inducción. Este calentador trabaja a una frecuencia fija y no es reprogramable.

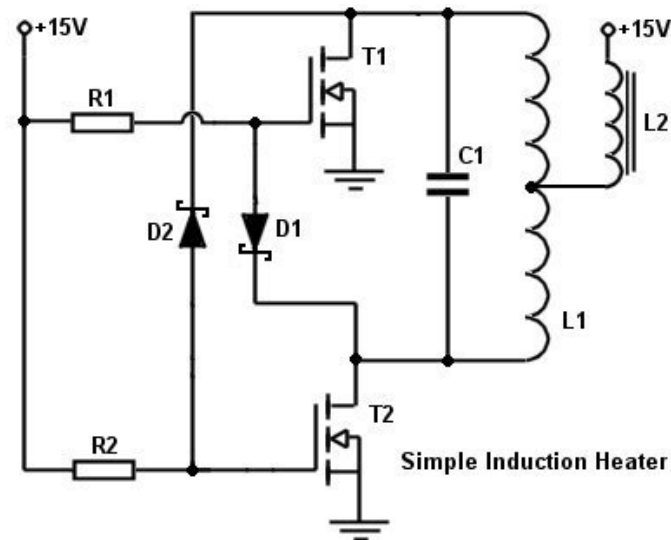


Imagen 11 | Prototipo de calentador por inducción no programable en frecuencia.

R1 y R2	240 Ω
D1 y D2	1N5819
T1 y T2	STP30NF10
C1	660 nF

Tabla 6 | Componentes del prototipo de inducción no programable.

El circuito es muy fácil de construir y utiliza componentes muy usuales. Con este circuito se obtienen unos 5 A trabajando a una tensión de 15 V. Tarda aproximadamente medio minuto en poner al rojo vivo un destornillador.

El circuito de control usa una técnica de conmutación de cruce por cero para activar los interruptores, transfiriendo al circuito energía de forma muy eficiente. El circuito de carga es un oscilador LC con la ventaja de ser simple y ofrecer respuesta de oscilación. El transformador L2 de sintonización central responde a la carga que va a ser calentada.

Las resistencias son estándar de 240 Ω de 0,6 W de potencia. El valor de la resistencia determina cómo de rápido los [MOSFETs](#) actuarán. Se ha utilizado el

modelo STP30NF10 que poseen una baja resistencia de conducción y buena respuesta a altas frecuencias.

Los diodos D1 y D2 son utilizados para la descarga de la puerta de los transistores. Deben ser de baja tensión umbral para que permitan que la puerta se descargue y el transistor se corte completamente, evitando así conducción simultánea de ambos interruptores. Los [diodos Schottky](#) tales como los 1N5819 son los escogidos por su baja tensión umbral y alta velocidad.

El capacitor C1 y el inductor L1 del circuito resonante, deben ser capaces de soportar altas temperaturas y corrientes, por ello, hemos utilizado dos capacidades en paralelo de polipropileno de 330 nF y una bobina de 1 μ H.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1\mu H \cdot 660nF}} = 195KHz \cong 200KHz \quad [3]$$

El tiempo de calentamiento de cualquier muestra dependerá del material de la misma, así como de la cantidad a calentar, teniéndose siempre en cuenta que el material debe ser conductor.

5.3 Campo magnético de una espira plana en espiral

A continuación, se muestra un conductor con geometría circular por el que pasa una corriente I. Aplicando la ley de Biot-Savart, los valores de la inducción magnética en un punto P(x,y,z) del espacio, puede ser determinado matemáticamente por las ecuaciones [4], [5] y [6] en coordenadas Cartesianas.

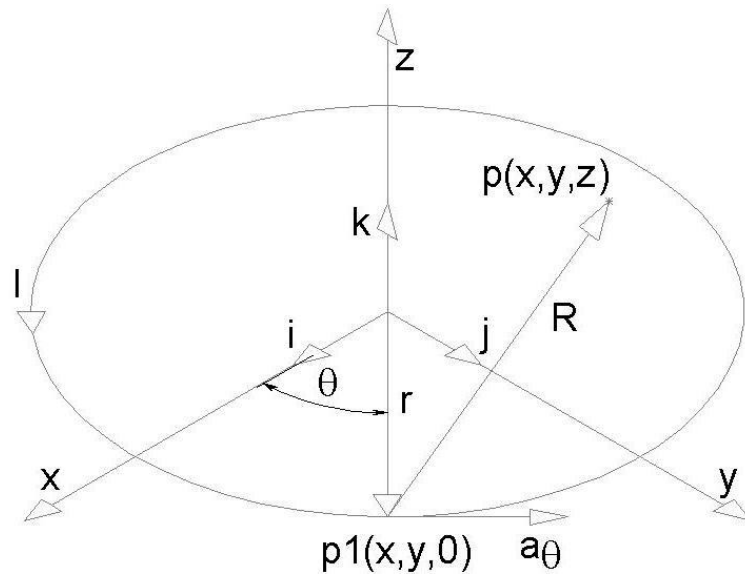


Imagen 12 | Representación de un conductor circular en coordenadas cilíndricas.

$$B_x = \frac{\mu_0 I r z}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\cos \theta d\theta}{\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2 + r^2 - 2r(x \cos \theta + y \sin \theta))^3}} \quad [4]$$

$$B_y = \frac{\mu_0 I r z}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\sin \theta d\theta}{\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2 + r^2 - 2r(x \cos \theta + y \sin \theta))^3}} \quad [5]$$

$$B_z = \frac{\mu_0 I r}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{(r - y \sin \theta - x \cos \theta) d\theta}{\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2 + r^2 - 2r(x \cos \theta + y \sin \theta))^3}} \quad [6]$$

Del mismo modo, se obtiene el campo magnético en coordenadas cilíndricas [7], [8] y [9].

$$B_r = \frac{\mu_0 I r z}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta - \alpha) d\theta}{\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2 + r^2 - 2r(x \cos \theta + y \sin \theta))^3}} \quad [7]$$

$$B_{\alpha} = \frac{\mu_0 I r z}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\sin(\theta - \alpha) d\theta}{\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2 + r^2 - 2r(x \cos \theta + y \sin \theta))^3}} \quad [8]$$

$$B_z = \frac{\mu_0 I r}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{(r - y \sin \theta - x \cos \theta) d\theta}{\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2 + r^2 - 2r(x \cos \theta + y \sin \theta))^3}} \quad [9]$$

Donde μ_0 es la constante magnética igual a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m y

$$\alpha = \arctg\left(\frac{B_y}{B_x}\right) = \arctg\left(\frac{y}{x}\right) \quad [10]$$

Las ecuaciones [7], [8] y [9] se usan para calcular las tres componentes del vector densidad de campo magnético B en el punto P en coordenadas cilíndricas. Estas ecuaciones han sido resueltas analíticamente únicamente para los puntos localizados en el centro de la geometría circular y P (0, 0, z) mediante [MATLAB](#).

Este modelo simplifica la geometría en espiral del conductor por una geometría circular, discretizándolo en conductores elementales de diámetros L1, L2, ..., Ln, donde L_i representa los diámetros de cada uno de los conductores discretizados.

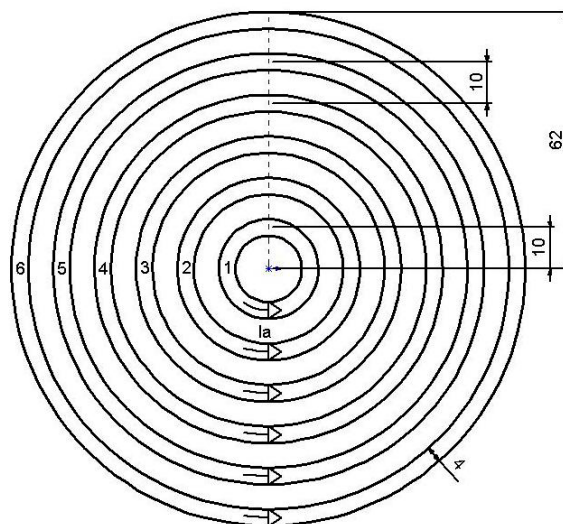


Imagen 13 | Modelo simplificado del conductor de geometría espiral en circular.

La siguiente imagen muestra la razón del campo magnético entre la corriente generada en el plano del conductor y en la dirección radial del mismo. Considerando simetría del problema, los valores son idénticos en cualquier dirección radial del espacio.

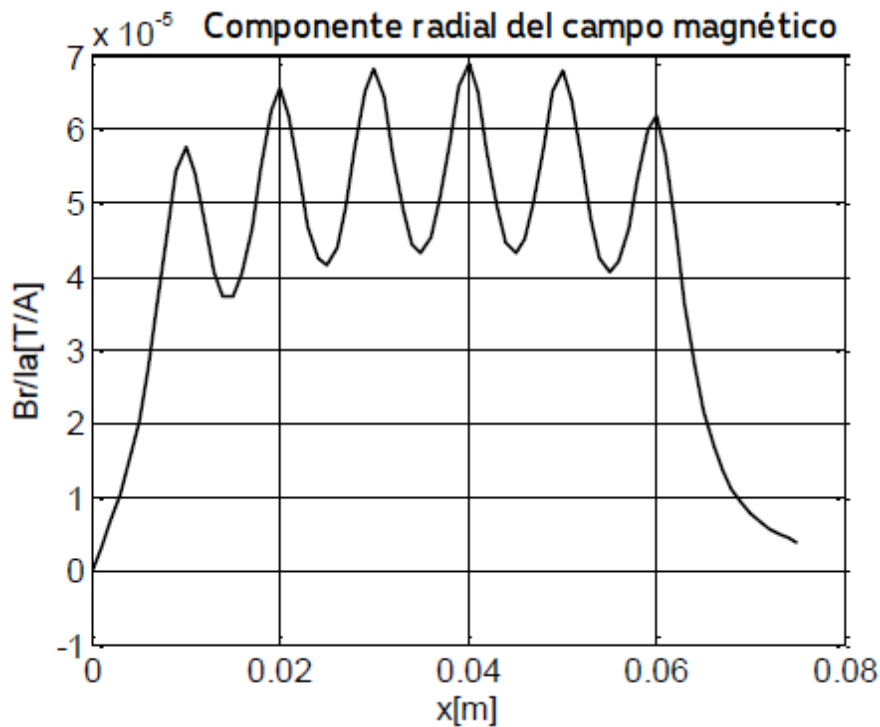


Imagen 14 | Componente radial del campo magnético normalizado para diferente anchura del conductor.

La fuerza electromagnética total generada por la bobina plana en espiral puede aproximarse a partir de la siguiente expresión:

$$F_T = \sum_{i=1}^n F_i = \sum_{i=1}^n B_{r,i} \cdot I_{a,i} \cdot I_i \cdot C_i \quad [11]$$

F_T	Fuerza electromagnética total de la espira
F_i	Fuerza electromagnética generada por el conductor discretizado i
$B_{r,i}$	Campo magnético en la dirección radial del conductor discretizado i

$I_{a,i}$	Corriente de descarga de la bobina
I_i	Corriente inducida en el conductor discretizado i
C_i	Longitud del conductor discretizado i

Tabla 7 | Descripción de las variables de la ecuación de la fuerza electromagnética total [11].

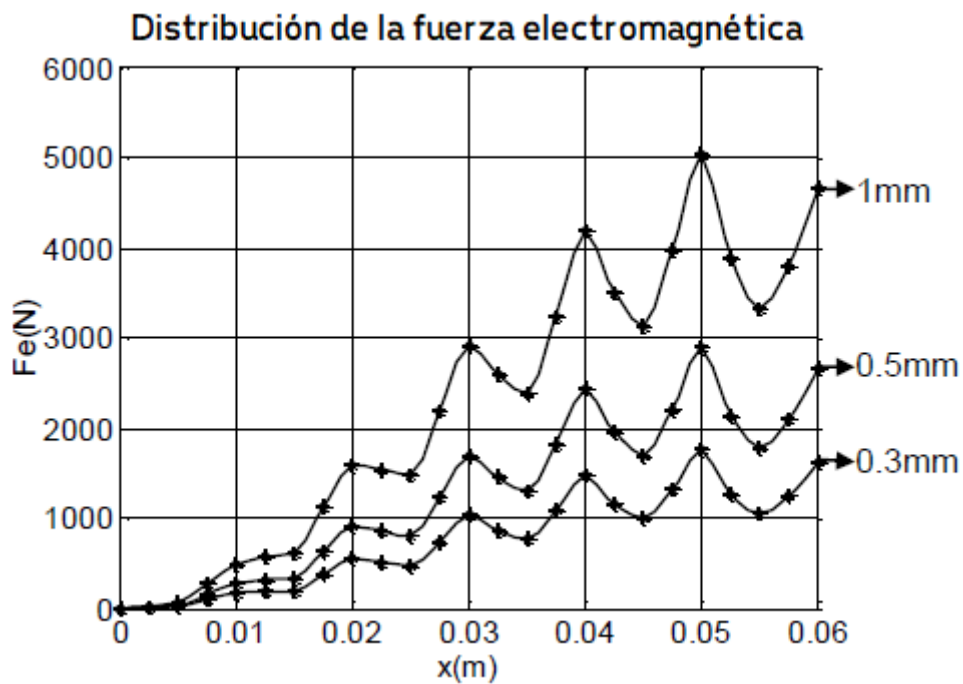


Imagen 15 | Distribución de la fuerza electromagnética en función de la anchura del conductor.

Los siguientes resultados experimentales demuestran que conforme aumenta el grosor del conductor, la distribución de la fuerza electromagnética se vuelve más constante en todas las direcciones del espacio, de ahí que el grosor de la espira de la cocina de inducción sea de 6 mm.



Grosor de 0.3 mm



Grosor de 0.5 mm



Grosor de 1 mm.

Imagen 16 | Resultados del campo electromagnético en función del grosor de la espira.

Capítulo 3 | Ingeniería inversa Simulaciones

1. Cocina de inducción

A continuación, se muestra el circuito de simulación de la cocina de inducción:

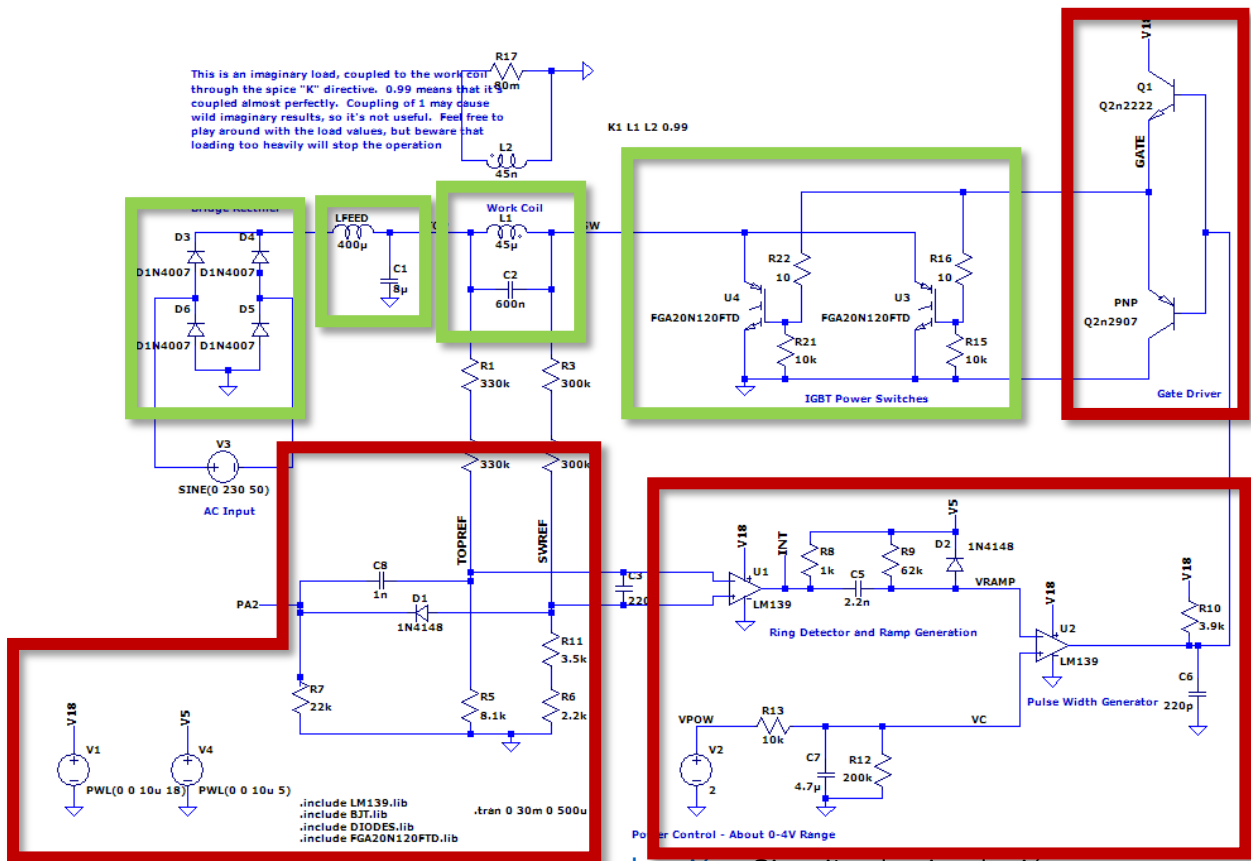


Imagen 17 | Cocina de inducción. Circuito de simulación.

1.1 Circuito de potencia | Puente de diodos

Se trata de un circuito rectificador de onda completa utilizado para transformar señales de corriente alterna ([AC](#)) en una señal rectificada completamente, que más tarde se utilizará para obtener un nivel de señal en continua ([DC](#)).

En cuanto al funcionamiento, es bien sencillo. Cuando V_i es positiva, los diodos D_3 y D_5 conducen, obteniendo a la salida prácticamente la entrada. Cuando V_i es negativa, son los diodos D_6 y D_4 los encargados de producir la conducción del dispositivo, de forma que se invierte la tensión de entrada haciendo que la salida vuelva a ser positiva.

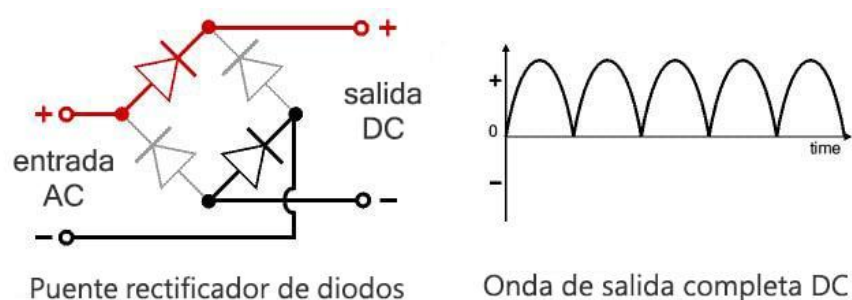


Imagen 18 | Circuito rectificador. Puente de diodos.

Respecto a la caída de tensión en los diodos, hemos admitido que los diodos se comportan como interruptores que se abren y cierran según la tensión en sus terminales. Esto no es del todo cierto. Cuando un diodo está conduciendo tiene una caída de tensión, que dependiendo de la corriente que circule puede variar.

Podemos decir que por cada diodo que esté conduciendo en un momento determinado, estamos perdiendo a la salida 1 V aproximadamente.

$$V_{0,max} = |V_{i,max} - 2V_T| = 230 V - 2 \cdot 1 V = 228 V \cong 230 V = V_i \quad [12]$$

Los modelos utilizados son 1N4007. Según su hoja de características, estos diodos son muy apropiados para voltajes comprendidos entre 50 V y 1000 V, lo cual es indispensable para que soporten los 230 V de la red eléctrica.

Además, soportan grandes corrientes, de hasta 1 A en alterna llegando a soportar picos de 30 A un máximo de tiempo de 8,3 ms, lo cual es idóneo para evitar quemar el componente.

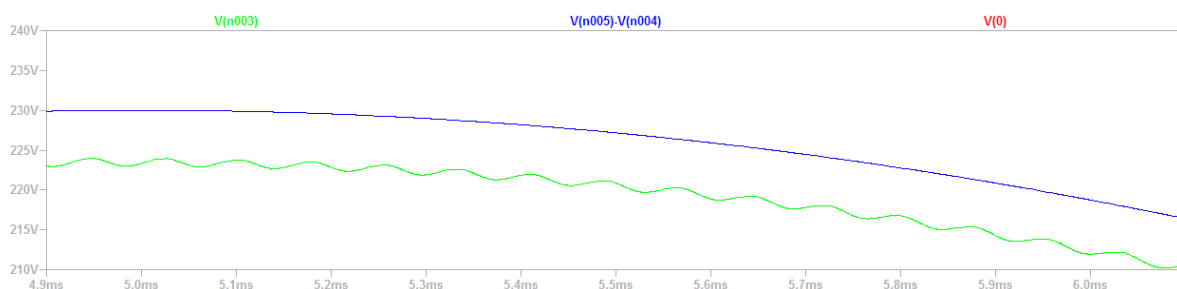


Imagen 19 | Tensión de entrada (azul). Tensión a la salida de la rectificación (verde).

1.2 Circuito de potencia | Filtro LC de suavizado

Se trata de un conjunto de condensador y bobina, cuya misión principal es suavizar el rizado producido a la salida del puente rectificador, para obtener un nivel de señal lo más continuo posible.

Normalmente, el filtro se suele realizar únicamente con un condensador, sin embargo, en entornos de potencia, éstos presentan una limitación de corriente considerable y acusan un desgaste importante, si se utilizan únicamente electrolíticos. Es por ello, que se usa para el filtrado la combinación de una bobina en serie, que además de minimizar los efectos de desgaste del condensador, permite filtrar una gran corriente aumentando la sección del hilo conductor.

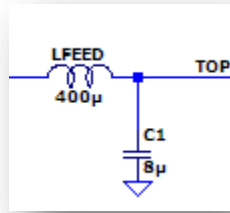


Imagen 20 | Filtro LC de suavizado.

Este filtro, tiene una respuesta en frecuencia paso baja cuya frecuencia de resonancia se calcula a continuación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{400\mu H \cdot 8\mu F}} = 2.813,49 \text{ Hz} \cong 2,8 \text{ KHz} \quad [13]$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 2\pi \cdot 2.813,49 \text{ Hz} = 17.677,68 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad [14]$$

Función de transferencia del filtro LC

$$V_0(j\omega) = V_i(j\omega) \frac{1/j\omega C}{j\omega L + 1/j\omega C} = V_i(j\omega) \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \quad [15]$$

$$T(j\omega) = \frac{V_0(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 + (j\omega)^2 LC} \quad [16]$$

$$T(s) = T(j\omega)|_{s=j\omega} = \frac{1}{1 + s^2 LC} \quad [17]$$

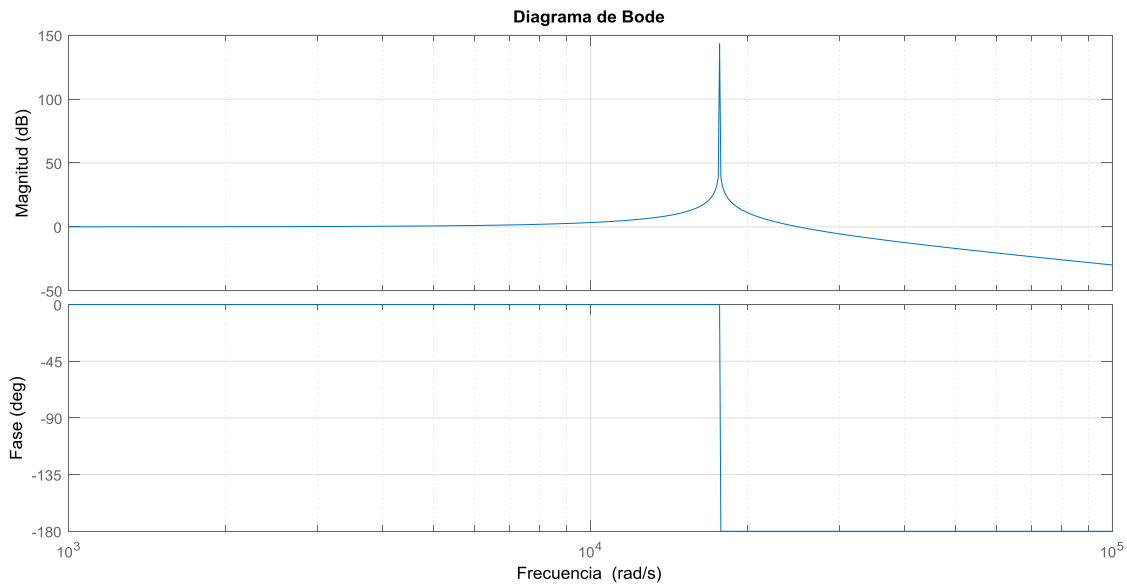


Imagen 21 | Filtro LC de suavizado. [Diagrama de Bode](#).

Observamos el pico de resonancia obtenido a una frecuencia angular de alrededor de los 18.000 rad/s, tal y como hemos obtenido teóricamente a partir de la expresión [14].

Para el cálculo teórico hemos despreciado las pérdidas producidas por la resistencia parásita de la bobina, considerando un filtro LC sin pérdidas ideal.

1.3 Circuito de potencia | Circuito de carga LC

Circuito cuya misión principal es la de generar el campo electromagnético que se transferirá más tarde al suelo de la sartén y cuyo efecto será el del calentamiento de la misma. Este circuito es un circuito resonante puro (LC) en paralelo.

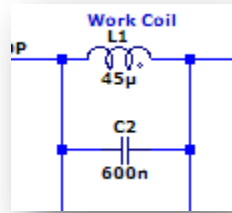


Imagen 22 | Circuito de carga LC.

Al tratarse de un circuito LC en paralelo, también dispone de una frecuencia de resonancia para los valores de bobina y condensador establecidos:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{45\mu H \cdot 600nF}} = 30.629 \text{ Hz} \cong 30,6 \text{ KHz} \quad [18]$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 2\pi \cdot 30.629 \text{ Hz} = 192.450 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad [19]$$

Función de transferencia del filtro LC

$$Z(j\omega) = \frac{V(j\omega)}{I(j\omega)} = j\omega L + 1/j\omega C \quad [20]$$

En resonancia, la parte reactiva de la impedancia se anula. De ahí se obtiene la frecuencia de resonancia obtenida en [19].

$$j\omega L + 1/j\omega C = 0 \quad [21]$$

$$1/j\omega C = -j\omega L \quad \leftrightarrow \quad 1 = -(j\omega)^2 LC = \omega^2 LC$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \leftrightarrow \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [22]$$

Esta es la respuesta de la impedancia del circuito de carga LC en función de la frecuencia. Puesto que consideramos un circuito LC ideal, sin pérdidas, la parte real de la [impedancia](#) se desprecia y se trata como una [reactancia](#) pura. En la siguiente figura se representa la [impedancia](#) del circuito LC para los valores dados y en función de la frecuencia (Hz).

Podemos observar cómo para la frecuencia de resonancia [18] la [impedancia](#) se anula, ya que, al tratarse de una [reactancia](#) pura, y como mencionamos anteriormente, es cero a dicha frecuencia.

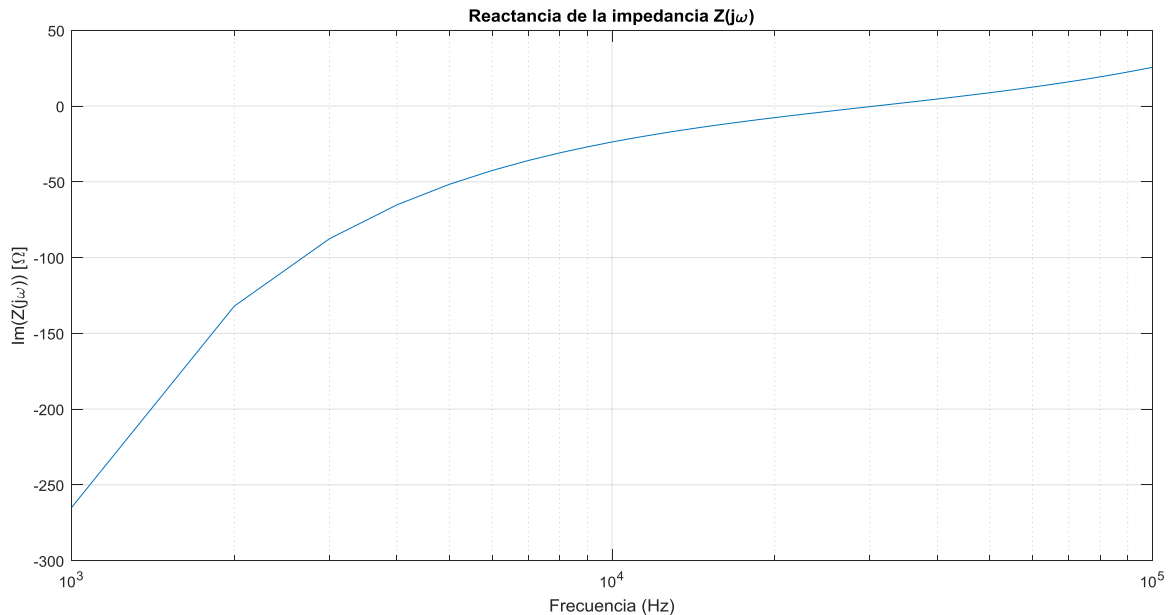


Imagen 23 | [Impedancia](#) del circuito de carga LC.

Si observamos el comportamiento del conjunto del circuito definido hasta ahora, podemos deducir que la corriente en las bobinas vendrá desfasada 180° respecto a la que circula por los condensadores, ya que la bobina suma 90° a la fase y el condensador suma -90° lo que nos da un desfase total de 180° entre condensador y bobina, tal y como se muestra en la simulación:

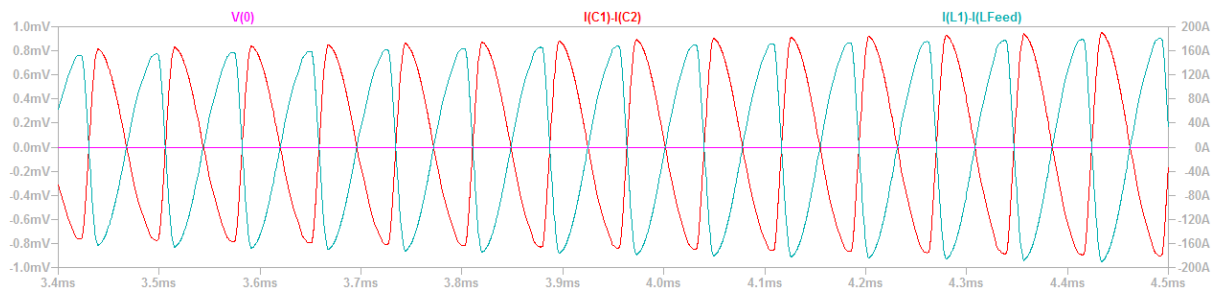


Imagen 24 | Azul | corriente total de las bobinas (circuito de carga LC + filtro LC de suavizado). Rojo | corriente total de los condensadores (circuito de carga LC + filtro LC de suavizado).

1.4 Circuito de potencia | Transistores de potencia

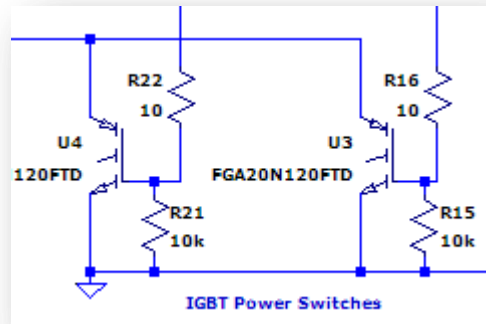


Imagen 25 | [Transistores IGBT](#) de potencia.

En este caso, se han utilizado [transistores IGBT](#). Son transistores especiales de potencia que combinan las ventajas de entrada de la tecnología de fabricación [MOS](#) y la capacidad de carga en corriente de los transistores bipolares. Algunas de sus ventajas son:

- Trabaja con tensión.
- Tiempos de conmutación bajos (alta frecuencia de funcionamiento)
- Margen de potencia en conducción mucho mayor (como en los bipolares)

Para decidir un tipo de tecnología, nos interesa que tratemos con dispositivos semiconductores de potencia en la que el transistor se comporte como un elemento ideal:

- Pequeñas fugas
- Alta potencia
- Bajos tiempos de respuesta (t_{on} , t_{off}) para conseguir una alta frecuencia de funcionamiento.
- Que el efecto avalancha se produzca a un valor elevado.
- Que no produzcan puntos calientes (grandes di/dt).

Una limitación importante de todos los dispositivos de potencia es que el paso de corte a conducción no se hace instantáneamente. Ahí entra en juego los tiempos de t_{on} y t_{off} . Esto se debe fundamentalmente a las capacidades asociadas a las uniones colector – base y base – emisor, además de los tiempos de difusión y recombinación de los portadores.

Modos de trabajo

Existen cuatro estados de polarización posibles. Dependiendo de las tensiones entre base–colector y base–emisor, estas quedan clasificadas.

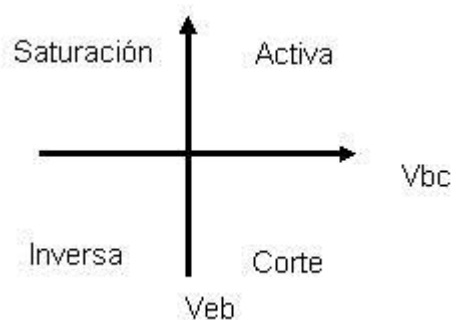


Imagen 26 | Modos de polarización del [BJT](#).

- **Región activa:** Corresponde a una polarización directa de la unión emisor – base y a una polarización inversa de la unión colector – base. Esta es la región de operación normal del transistor para amplificación.
- **Región inversa:** Corresponde a una polarización inversa de la unión emisor – base y a una polarización directa de la unión colector – base. Raramente es usada esta región.
- **Región de corte:** Polarización inversa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado, pues el transistor actúa como un interruptor ($I_C=0$).
- **Región de saturación:** Corresponde a una polarización directa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo encendido.

Tiempos de conmutación

Cuando el transistor se encuentra polarizado en la región de corte o saturación, las pérdidas son despreciables. Pero si tenemos en cuenta los efectos de retardo de conmutación, al cambiar de un estado a otro, se produce un pico de potencia disipada. Esta pérdida aumenta con la frecuencia de trabajo, debido a que, al aumentar, también lo hace el número de veces que se pasa de una polarización a otra.

Anteriormente hemos definido los tiempos de encendido (t_{on}) y apagado (t_{off}). Pero éstos, a su vez, se pueden desglosar en:

- **Tiempo de retardo (delay time, t_d):** Es el tiempo que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el dispositivo conmutador, hasta que la señal de salida, alcanza el 10% de su valor final.
- **Tiempo de subida (rise time, t_r):** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final.
- **Tiempo de almacenamiento (storage time, t_s):** Tiempo que transcurre desde que se quita la excitación de la entrada y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.
- **Tiempo de caída (fall time, t_f):** Tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final.

Se definen, por tanto, las siguientes relaciones:

$$t_{on} = t_d + t_r \quad [23]$$

$$t_{off} = t_s + t_f \quad [24]$$

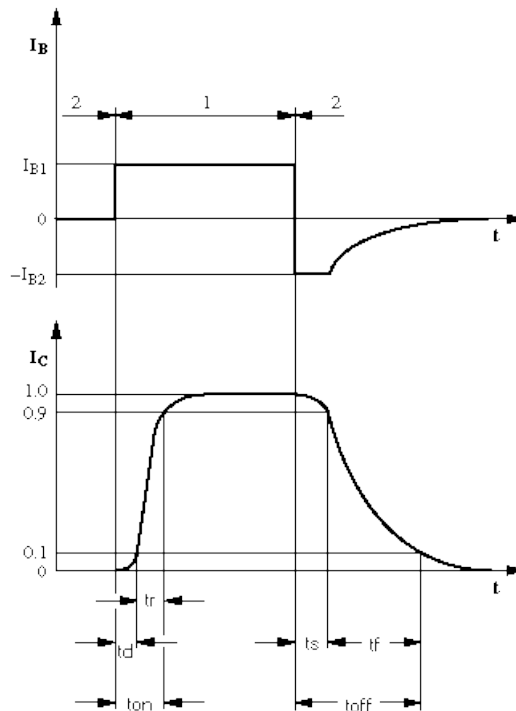


Imagen 27 | Tiempos de encendido y apagado de un [BJT](#).

Los tiempos de t_{on} y t_{off} definen la frecuencia máxima de trabajo del dispositivo:

$$f_{max} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad [25]$$

Características del modelo FGA20N120FTD

Se trata de un transistor IGBT por lo que aúna las ventajas de la tecnología bipolar y efecto campo. Sin embargo, la nomenclatura elegida para la base es la del [MOS](#), por lo que es llamada puerta.

Este transistor utilizado por soportar una tensión máxima, entre emisor y colector, de $V_{EC} = 1200$ V, lo que nos hace pensar que supera holgadamente el límite máximo de trabajo, que queda establecido por la tensión de la red eléctrica.

En cuanto a la tensión soportada entre puerta y emisor, es de $V_{GE} = \pm 25 \text{ V}$. Si tenemos en cuenta que el driver de puerta se alimenta con una tensión máxima de 18 V, vemos que este límite entra dentro del máximo que soporta el transistor.

En cuanto a la corriente máxima soportada, la hoja de especificaciones indica que soporta hasta $I_C = 30 \text{ A}$. De ahí que se le llame transistor de potencia, por la cantidad tan alta soportada.

Para saber la intensidad que consume la cocina, hemos utilizado un amperímetro y hemos obtenido un consumo de 7,6 A.



Imagen 28 | Intensidad de consumo de la [cocina de inducción](#).

Lo que nos da una potencia de consumo del dispositivo:

$$P_{\text{consumo}} = V * I = 230\text{V} \cdot 7,6 \text{ A} = 1.748 \text{ W} \cong 1,75 \text{ KW} \quad [26]$$

Ésta potencia queda dentro de los límites de potencia que establecen las especificaciones de la cocina de inducción recogida en la tabla [4] y que es de $2000 \text{ W}_{\text{max}}$.

De la hoja de características del semiconductor, vamos a obtener la frecuencia máxima de trabajo, utilizando la expresión [25], a partir de las especificaciones de los tiempos de encendido y apagado:

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600V, I_C = 30A,$ $R_G = 10\Omega, V_{GE} = 15V,$ Resistive Load, $T_C = 25^\circ C$	-	31	-	ns
t_r	Rise Time		-	101	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	198	-	ns
t_f	Fall Time		-	259	-	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		-	0.54	-	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		-	1.16	1.51	mJ
E_{ts}	Total Switching Loss		-	1.70	-	mJ

Tabla 8 | Hoja de especificaciones de FGA20N120FTD.

$$f_{max} = \frac{1}{31 \text{ ns} + 198 \text{ ns}} = \frac{1}{229 \text{ ns}} = 4.366.812 \text{ Hz} \cong 4,3 \text{ MHz} \quad [27]$$

Sin embargo, la cocina de inducción trabaja a una frecuencia de tres órdenes de magnitud más baja, tal y como muestra la frecuencia de la intensidad que pasa por la bobina

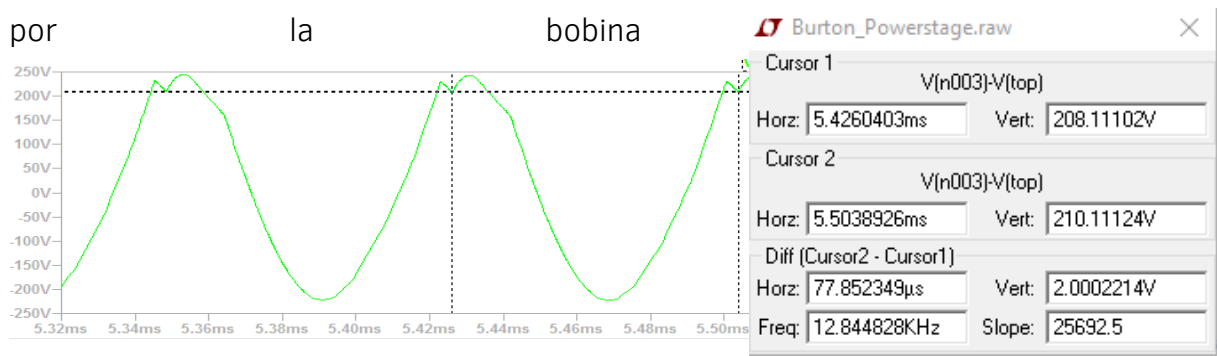


Imagen 29 | Frecuencia de trabajo de la [cocina de inducción](#).

A continuación, vamos a comprobar qué corriente mínima se necesita en la puerta para que el transistor trabaje en saturación, a partir de la hoja de características:

C_{ies}	Input Capacitance	$V_{CE} = 30V, V_{GE} = 0V$	-	5140	-	pF
Q_g	Total Gate Charge	$V_{CE} = 600V, I_C = 30A,$ $V_{GE} = 15V$	-	208	-	nC
Q_{ge}	Gate to Emitter Charge		-	41	-	nC
Q_{gc}	Gate to Collector Charge		-	97	-	nC

Tabla 9 | Hoja de especificaciones de FGA20N120FTD.

$$Q = C \cdot V \Leftrightarrow V_{GE} = Q_{ge} / C_{ies} = 41 \text{ nC} / 5140 \text{ pF} = 7,97 \text{ V} \quad [28]$$

Más adelante, estudiaremos el comportamiento del driver de puerta de los transistores. Sin embargo, podemos adelantar que la tensión de alimentación de puerta de los transistores viene dada por la siguiente expresión:

$$V_g = V_{dd} - V_t = 18 V - 1 V = 17 V > 7,97 V \quad [29]$$

Superamos, por tanto, el límite de tensión de puerta necesaria para trabajar en régimen de saturación.

En cuanto al límite de intensidad necesaria para cargar completamente la puerta del transistor y que trabaje a la frecuencia necesaria, utilizamos la siguiente expresión:

$$I_g = C_{ies} \frac{dV_g}{dt} \quad [30]$$

De las especificaciones de la hoja de características obtenemos la capacidad de puerta (C_{ies}), la tensión de puerta (V_g) viene dada por la señal de salida del driver de puerta (que en el peor de los casos será de 17 V). El tiempo (dt) que es necesario mantener la puerta a un voltaje determinado lo marca la frecuencia de funcionamiento, teniendo en cuenta que el tiempo es la inversa de la frecuencia. Por tanto, necesitamos un valor mínimo de intensidad de puerta de:

$$I_g = 5140 pF \frac{17 V}{1/12.000 Hz} = 1,048 mA \cong 1 mA \quad [31]$$

Para obtener la intensidad que genera el driver de puerta, utilizamos la siguiente expresión:

$$-V_{dd} + V_{t,Q1} + I_g R_{16} + V_{t,U3} = 0 \quad \leftrightarrow \quad I_g = \frac{V_{dd} - V_{t,Q1} - V_{t,U3}}{R_{16}} \quad [32]$$

La hoja de especificaciones de cada dispositivo indica un valor aproximado de la tensión umbral del transistor Q_1 del driver de puerta (que es de 1 V) y transistor U_3 de potencia (que se encuentra en torno a los 6 V).

$$I_g = \frac{18 V - 1 V - 6 V}{10 \Omega} = 1,1 A \gg 1 mA \quad [33]$$

Vemos que la intensidad generada supera tres órdenes de magnitud la intensidad mínima para asegurarnos la saturación del dispositivo de trabajo.

En la siguiente imagen, se muestra la disposición del driver de puerta de la cual se ha obtenido la expresión [32].

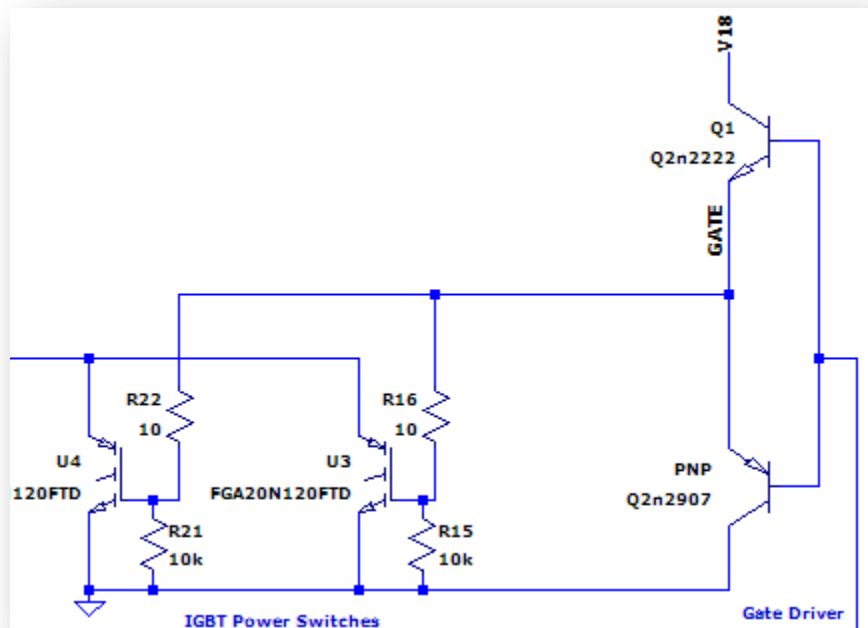


Imagen 30 | Driver de puerta de los [transistores IGBT](#).

Para proteger la puerta de los transistores, se han utilizado unas resistencias de valor bajo. Tanto en la simulación como en la hoja de especificaciones (tabla [8]) se ha escogido un valor de $R_{16} = R_{22} = 10 \Omega$.

Como vemos, se han utilizado dos transistores en paralelo. Esto permite trabajar con la misma tensión, pero duplicando la capacidad de intensidad de trabajo del dispositivo, conservando la integridad y el correcto funcionamiento de los dispositivos que lo forman.

En la siguiente sección se explicará el funcionamiento que tienen las resistencias R_{15} y R_{21} en cada uno de los transistores que unen la puerta con la masa del circuito.

1.5 Circuito de control | Driver de puerta de IGBT

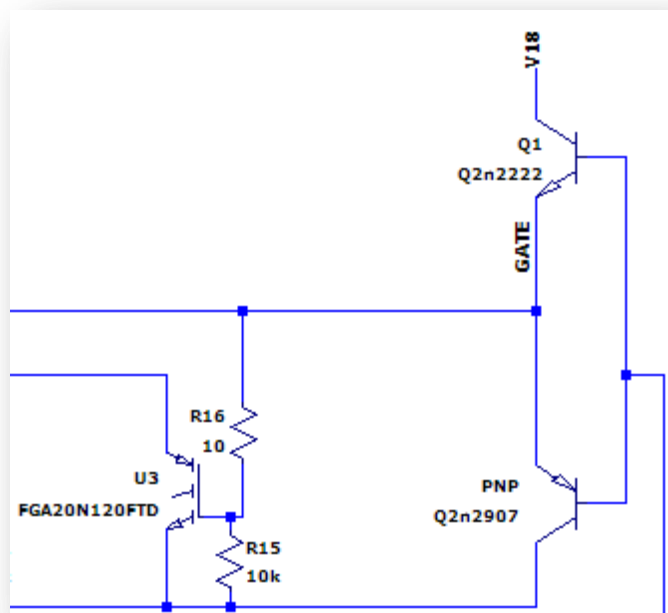


Imagen 31 | Driver de puerta de los [transistores IGBT](#).

Un driver de puerta es un dispositivo cuya misión principal es la de aportar la corriente necesaria a las puertas de los transistores de potencia. Usualmente, estos

drivers se encuentran entre los circuitos de control (cuya capacidad de inyectar la corriente necesaria se ve muy limitada) y los de potencia.

En este caso, se ha utilizado tecnología bipolar para el funcionamiento del driver. La disposición de los transistores es bien curiosa, ya que se encuentran conectados entre sí los emisores, tanto del NPN como del PNP (son la salida del driver) y los colectores se encuentran conectados a V_{dd} y masa respectivamente.

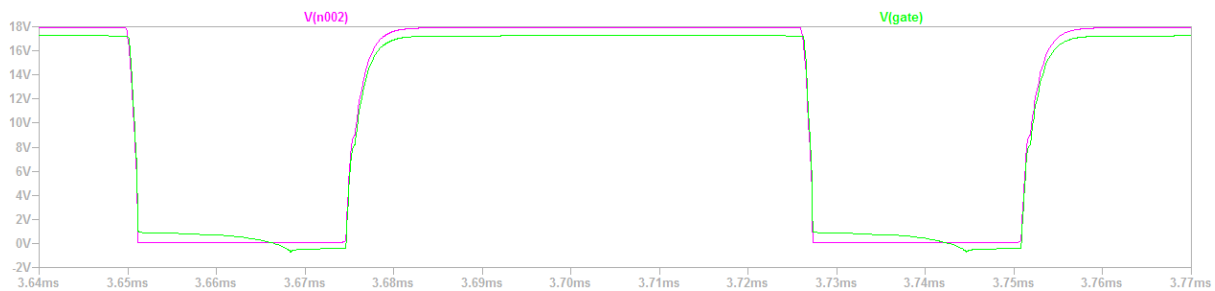


Imagen 32 | Tensión de control y tensión de puerta de los [transistores IGBT](#).

En esta imagen de la simulación podemos observar en rosa la tensión de control (rosa), que se basa en una señal cuadrada cuyos valores están comprendidos entre los 0 V y +18 V.

En verde podemos observar la señal de salida del driver de puerta. Los valores de esta señal de tensión están comprendidos entre los +1 V y los +17 V ya que debemos tener en cuenta el efecto de la tensión umbral de los dos transistores bipolares:

$$V_{o,max} = V_{dd} - V_{t,npn} = 18\text{ V} - (+1\text{ V}) = +17\text{ V} \quad [34]$$

$$V_{o,min} = V_{masa} - V_{t,pnp} = 0\text{ V} - (-1\text{ V}) = +1\text{ V} \quad [35]$$

Sin embargo, vemos que para la situación de corte, la señal de puerta de los transistores de potencia disminuye del +1 V y sigue la forma de onda que se describe en la [imagen 27](#).

Las resistencias R_{16} y R_{22} , como ya comentamos en la sección anterior, son utilizadas para proteger la puerta de los transistores. Las R_{15} y R_{21} son utilizadas para llevar a masa la puerta de los transistores de potencia en el caso de que la

salida del driver de puerta quedara a un valor indeterminado. Estas resistencias permiten que se descarguen las puertas, permitiendo que la carga se derive hacia la masa del circuito.

1.6 Circuito de control | Sensor de tensión

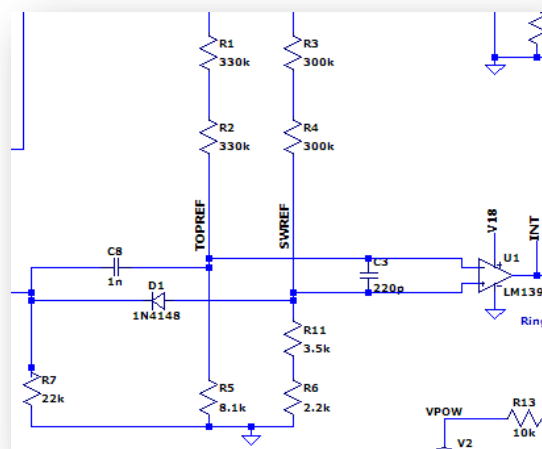


Imagen 33 | Sensor de tensión.

Esta parte del circuito crea una señal de salida cuadrada en función de la comparación de la señal de conmutación (SWREF) con una señal de referencia (TOPREF). Cuando la primera de las señales sobrepasa el valor de amplitud de la segunda, se crea una señal de disparo cuya forma de onda se asemeja a una onda cuadrada.

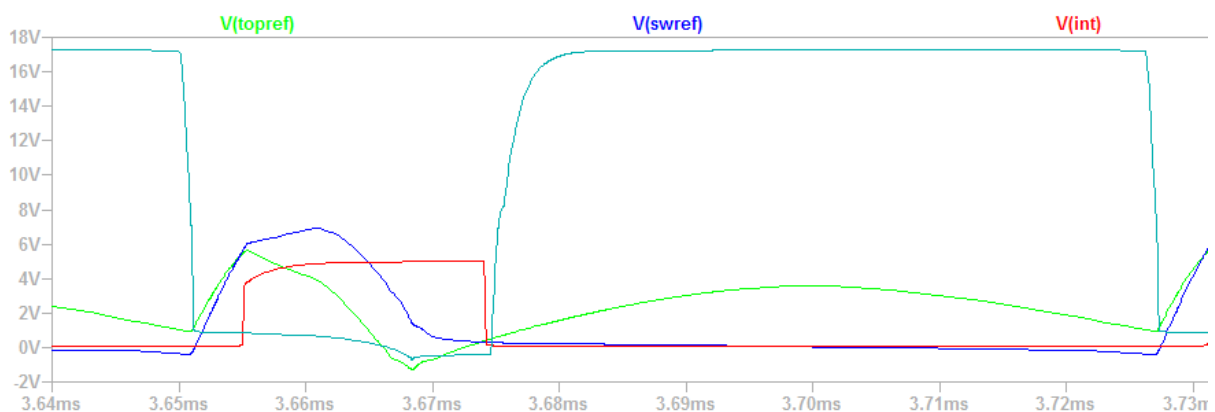


Imagen 34 | Tensiones del sensor (azul y verde). Tensión del disparador (rojo).
Tensión de puerta de los **IGBT** (aguamarina).

Observamos que la señal de disparo (rojo) alcanza su valor de tensión máximo (+ 5 V) cuando la tensión de la señal de conmutación (azul) sobrepasa la tensión de la señal de referencia (verde). La señal de puerta de los transistores no está directamente relacionada con la señal de disparo (rojo) sino que ésta vuelve a ser comparada con un nivel de continua (+ 2 V) y que se verá en la siguiente sección.

1.7 Circuito de control | Disparador por comparación

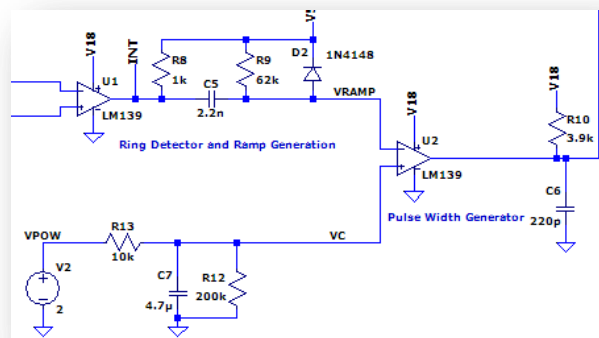


Imagen 35 | Disparador de tensión por comparación.

Éste circuito se sitúa entre la señal de disparo y el driver de puerta de los transistores. Ésta señal final la de disparo, quitando aquellos armónicos que deforman la señal, generado una señal mucho más cuadrada. Además, genera una rampa ascendente de tensión en aquellos instantes de tiempo en los que la señal de disparo de la sección anterior vale 0 V.

Ésta señal completamente cuadra es comparada con un nivel de tensión continua (**DC**) de + 2 V. Es preciso obtener esta señal de disparo lo más cuadrada

posible para que las características intrínsecas de los componentes interfieran lo menos posible en la respuesta de la señal de entrada del driver y sean solo los componentes de esta última quienes marquen la saturación y el corte de los transistores de potencia [IGBT](#).

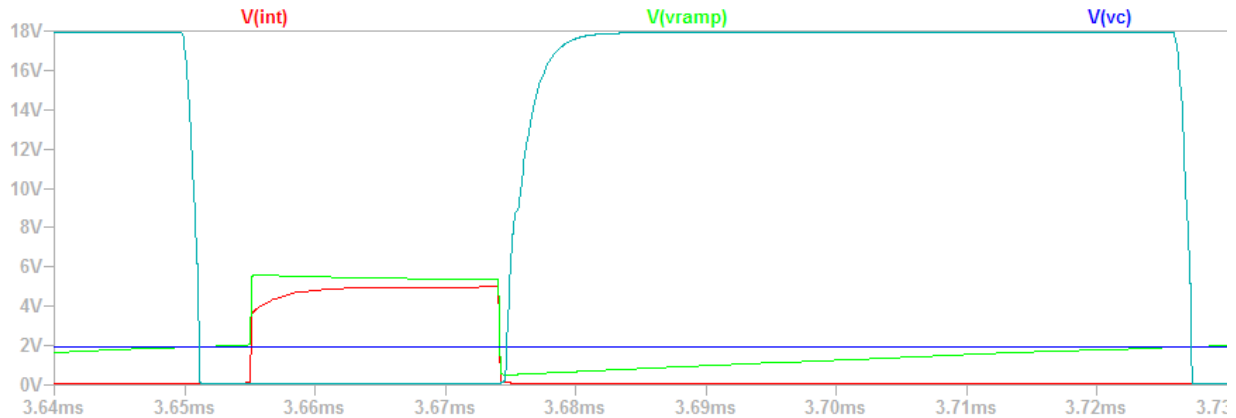


Imagen 36 | Tensión señal de disparo (rojo). Tensión señal de disparo filtrada (verde). Nivel de continua (azul). Tensión de entrada del driver de puerta (aguamarina).

2. Conclusiones tras ingeniería inversa

- Los transistores utilizados en el circuito son transistores de potencia, con sus especificaciones, que difieren del modelo de pequeña señal del que se suele trabajar en telecomunicaciones.
- Para controlar los transistores es preciso tener una señal de puerta lo más cuadrada posible, para reducir pérdidas por calentamiento y evitar la degradación prematura de los componentes del dispositivo, para lo que habrá que utilizar comparadores.
- Necesitaremos una fuente de tensión que sea capaz de aportar la potencia necesaria para las especificaciones de trabajo del dispositivo.
- Puesto que trabajaremos con alta potencia y frecuencia elevada, debemos tener en cuenta las especificaciones que marcan las

características de los componentes referentes al comportamiento en frecuencia del dispositivo, en cuanto a tensiones, intensidades y frecuencias de trabajo máximas que cumplen de cada uno.

- Para aportar la corriente necesaria a las puertas de los transistores, debemos utilizar drivers de puerta.
- Debemos considerar las ventajas de las tecnologías [MOS](#) y [bipolar](#) para elegir la que mejor se ajuste a nuestras especificaciones.
- El dispositivo debe cumplir con los requisitos de frecuencia de trabajo que establecen los estudios del campo de la hipertermia y debe poder ajustarse.
- Debe ser un dispositivo cuyo tiempo de ejecución sea lo más breve posible (time-to-market) y cuyo precio sea lo más asequible posible.
- El circuito de trabajo debe ser un circuito resonador LC que esté sintonizado con la frecuencia de trabajo y debe proporcionar buena respuesta para frecuencias variables dentro de un rango.
- Si conseguimos crear un dispositivo donde la corriente no solo vaya en un único sentido, sino que el camino de la corriente sea en uno y otro, doblaremos el campo magnético generado, mejorando la eficiencia del dispositivo.

3. Diseño del dispositivo

3.1 Circuito de potencia | Fuente de alimentación

Para empezar a diseñar nuestro dispositivo, debemos pensar primero en cual va a ser la fuente de alimentación que vamos a utilizar y que cumpla con los requisitos de potencia.

Una fuente de alimentación de PC realiza perfectamente las funciones requeridas. Aporta la potencia necesaria, es muy fácil de conseguir y barata, con ventilación barata y función de encendido/apagado.



Imagen 37 | Fuente de alimentación del dispositivo de inducción magnética.

Las características de funcionamiento de la fuente de alimentación se presentan en la siguiente tabla:

Potencia	500 W
Tipo	ATX
Ventilación forzada	Sí
Niveles de tensión	12 V, 5 V, 3,3 V
Precio	20,75 €

Tabla 10 | Características de la fuente de alimentación del dispositivo de inducción magnética.

3.2 Circuito de potencia | Puente H de transistores

Para el diseño del circuito de potencia, partimos de la última de las consideraciones obtenidas en el apartado anterior, en base a conseguir un circuito que permita invertir el sentido de la corriente. En la actualidad, esto puede conseguirse utilizando un puente de transistores en H utilizado en motores de potencia.

Un puente en H es un circuito electrónico que permite a un motor eléctrico DC girar en ambos sentidos, avance y retroceso. Son ampliamente usados en robótica y como convertidores de potencia. El término "puente H" proviene de la típica representación gráfica del circuito.

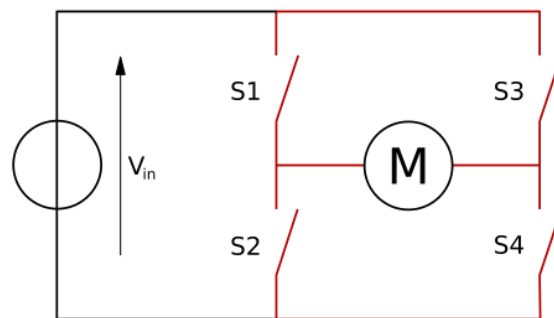
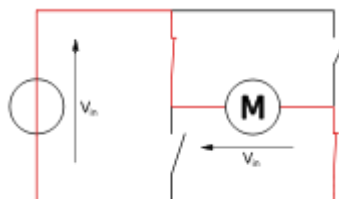
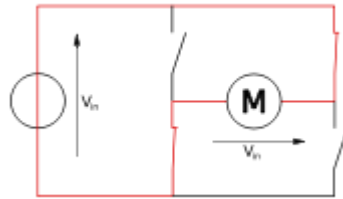


Imagen 38 | Puente en H de transistores para el control de motores de potencia.

Se construye con 4 interruptores (transistores). Cuando los interruptores S_1 y S_4 están cerrados (y S_2 y S_3 abiertos) se aplica una tensión positiva en el motor, haciéndolo girar en un sentido.



Abriendo los interruptores S_1 y S_4 (y cerrando S_2 y S_3), el voltaje se invierte, permitiendo el giro en sentido inverso del motor.



3.3 Circuito de potencia | Simulación del puente en H

Aprovechando las ventajas del puente en H, definido anteriormente, vamos a reemplazar el motor por un circuito LC resonante que esté sintonizado a una frecuencia central de 100 KHz.

La simulación, mediante el software [PSPICE Students](#), nos dará datos a priori de cuál puede ser el comportamiento del dispositivo que se va a diseñar.

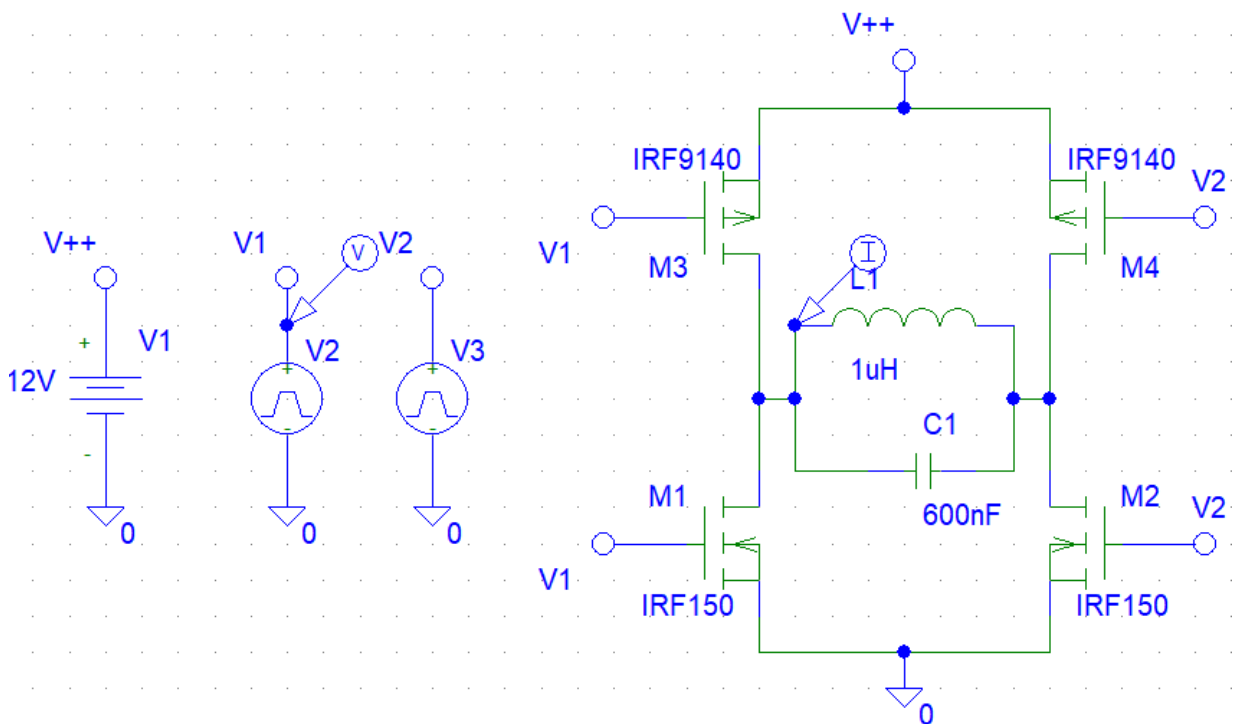


Imagen 39 | Circuito de simulación. Puente en H.

NOTA: Al tratarse de un software libre de pago, la simulación solo ha sido posible realizarla con componentes ya incluidos en su librería y cuyas especificaciones no son las escogidas para el diseño real, sin embargo, son suficientes para estudiar el comportamiento del diseño.

En la siguiente tabla, se especifican los parámetros de las fuentes de alimentación:

	Fuente V++	Fuente V2	Fuente V3
Tipo	VDC	VPULSE	VPULSE
V1		0 V	0 V
V2		12 V	12 V
TD		0	0
TR	+ 12 V	1 us	1 us
TF		1 us	1 us
PW		3 us	3 us
PER		10 us	10 us

Tabla 11 | Parámetros de simulación de las fuentes de alimentación.

Para una frecuencia de 100 KHz, el periodo de la señal es de 10 us. Tanto la bobina L1 como el condensador C1 están diseñados para resonancia a 100 KHz.

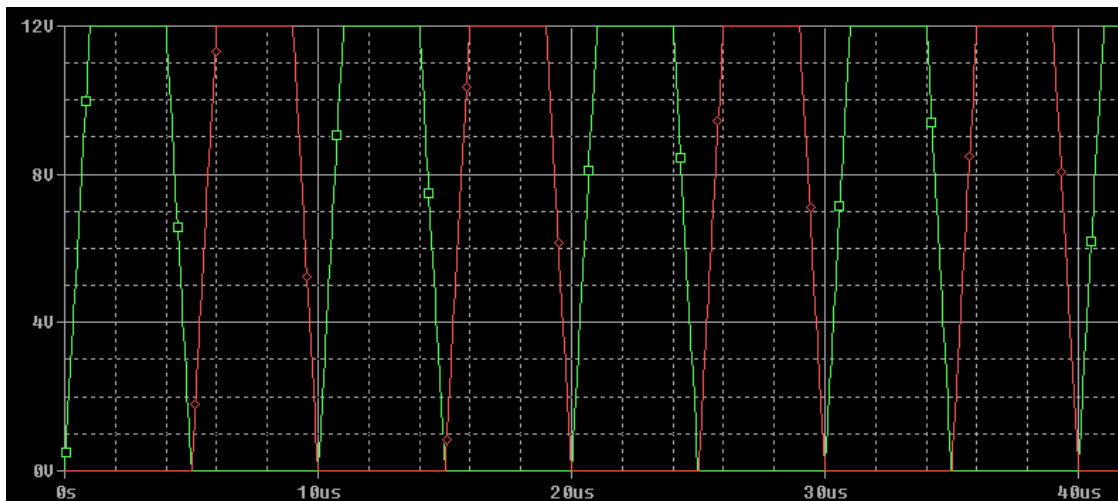


Imagen 40 | Tensión de alimentación de las puertas de los transistores.

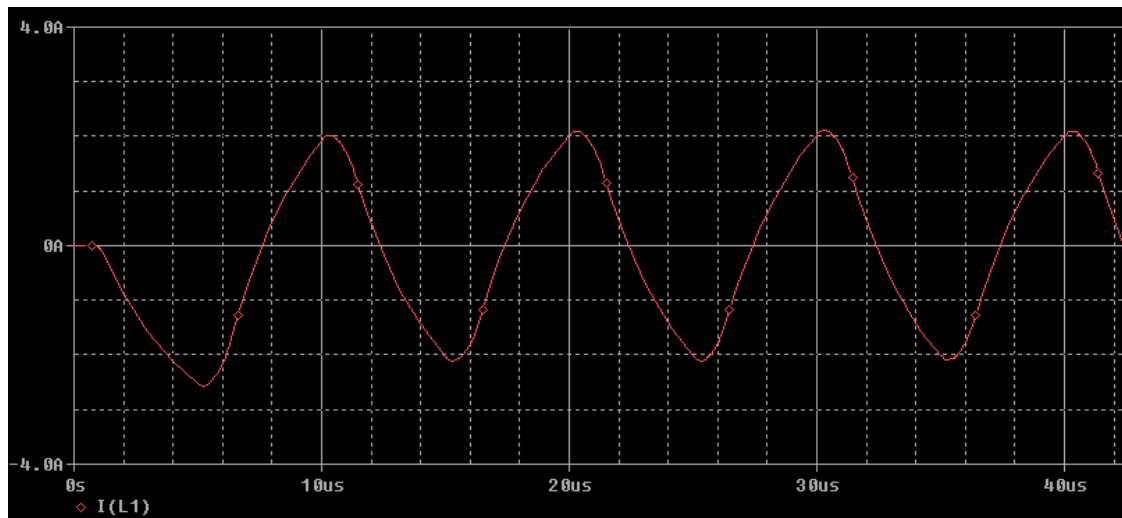


Imagen 41 | Intensidad de la bobina de trabajo L1.

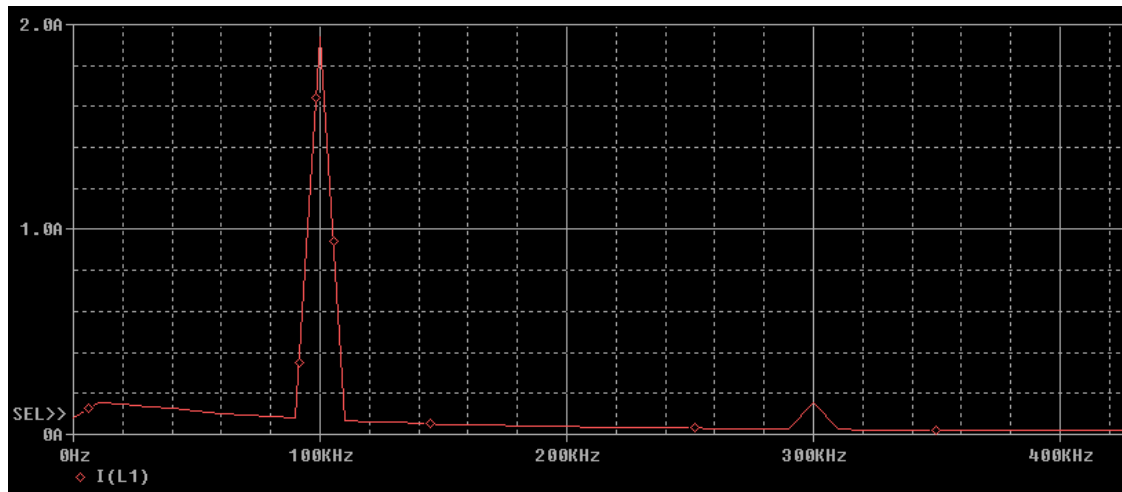


Imagen 42 | Espectro de frecuencia de la intensidad de la bobina de trabajo L1.

Evaluación de la simulación

- La forma de onda de la señal que pasa por la bobina de carga es bastante senoidal.
- El campo magnético, capaz de ser generado, es oscilante en uno y otro sentido. Aspecto importante en cuanto a eficiencia del dispositivo.
- La amplitud de la intensidad oscila entre los ± 2 A. Valor dentro de los límites.

- La señal de onda cuadrada deberá generarse mediante drivers de puerta.
- Las señales de puerta nunca deben estar simultáneamente abiertas. Esto degrada los transistores, provocando calentamiento innecesario y pérdida de eficiencia.

Capítulo 4 | Memoria de cálculo

1. Circuito de potencia | Puente en H de transistores

A continuación, se detallan los pasos seguidos para la elección de los valores de los componentes.

1.1 Elección de la frecuencia de trabajo

Según establecen los límites de trabajo para la [hipertermia](#) aplicada al tratamiento del [cáncer](#), elegimos un valor de 100 KHz como frecuencia de trabajo central.

1.2 Elección del valor de la bobina de trabajo L1

Se elige un valor para la bobina teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo del dispositivo. Puesto que se va a utilizar hilo de cobre esmaltado, debemos tener en cuenta que, a mayor inductancia, mayor longitud del cable, lo que conlleva una mayor resistencia de la bobina, por lo que debe elegirse adecuadamente.

En el laboratorio se ha fabricado una bobina con núcleo de aire por su sencillez, y porque se trabaja con tubos para almacenar las muestras de las [nanopartículas](#) magnéticas. Sin embargo, para el diseño real, se tendrá en cuenta una bobina en espiral.

Se ha medido la inductancia con un analizador de impedancia de baja frecuencia (modelo 4192A de HP) y resistencia para distintas frecuencias:

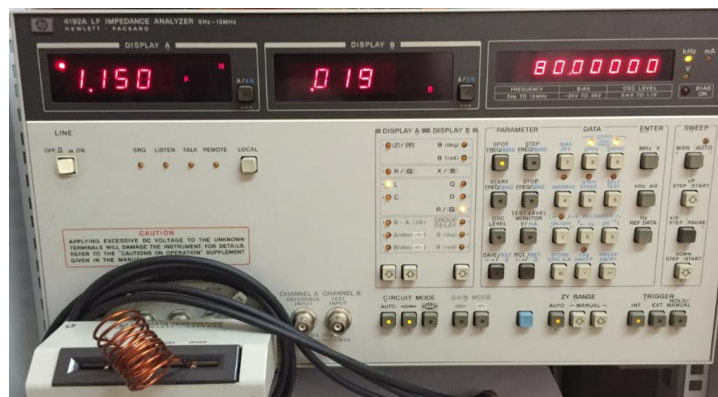


Imagen 43 | Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 80 KHz.



Imagen 44 | Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 100 KHz.



Imagen 45 | Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 150 KHz.



Imagen 46 | Analizador de impedancia 4192A. Inductancia de la bobina fabricada en el laboratorio a una frecuencia 200 KHz.

Observamos que, conforme aumenta la frecuencia, la inductancia decrece no muy significativamente. Sin embargo, la resistencia de la bobina si se ve incrementada sustancialmente. Esto ocurre porque una bobina consiste básicamente en un conductor arrollado de forma que se incrementa el flujo magnético creado por la corriente variable que circula por las espiras que lo forman.

La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo (espiras) y de la permeabilidad del núcleo. Se clasifican según el tipo de núcleo sobre el que están devanados. Los dos tipos más generales son los de núcleo de aire y los de núcleo magnético (hierro o ferrita).

En cualquier caso, un inductor real presenta, además de la inductancia, una resistencia en serie y una capacidad distribuida en el bobinado. Esta capacidad se representa por un condensador en paralelo en un modelo de parámetros concentrados como el de la figura siguiente:

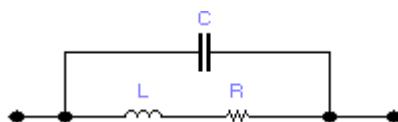


Imagen 47 | Modelo equivalente para una bobina de núcleo de aire.

Para una bobina con núcleo de aire y con un aislamiento perfecto entre espiras, el modelo aceptado es el de la figura anterior. La impedancia real, si los valores de R y C son pequeños, puede aproximarse por:

$$R \cong n \cdot \rho \frac{2\pi r}{\delta l} \quad [36]$$

donde n es el número de espiras, ρ es la resistividad eléctrica del material, r es el radio de la espira, δ la profundidad de penetración y l la longitud del inductor.

La profundidad eléctrica se relaciona con la frecuencia:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad [37]$$

donde ρ es la resistividad eléctrica, f es la frecuencia, μ_0 la permeabilidad magnética en el vacío y μ_r la permeabilidad magnética relativa del material.

Como vemos, en [36] la resistencia depende inversamente de la profundidad eléctrica que a su vez depende inversamente de la raíz de la frecuencia, por lo que al final se convierte en una dependencia directa con la raíz cuadrada de la frecuencia, por tanto, a mayor frecuencia, mayor resistencia y viceversa:

$$R \cong n \cdot \rho \frac{2\pi r}{\delta l} = n \cdot \rho \frac{2\pi r}{\sqrt{\rho l}} \sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r} = n \cdot \sqrt{\rho} \frac{2\pi r}{l} \sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r} \quad [38]$$

En la siguiente tabla se muestran los datos de cada una de las variables anteriores. Elegimos uno de los valores de frecuencia para los que hemos medido la inductancia y resistencia parásita y comparamos el valor teórico con el obtenido en la medición:

n	ρ ($\Omega \cdot m$)	r (m)	l (m)	f (Hz)	μ_0 ($T \cdot m \cdot A^{-2}$)	μ_r
10	$17,1 \cdot 10^{-9}$	0,013	0,04	100.000	$4\pi \cdot 10^{-7}$	0,999

Tabla 12 | Características electromagnéticas de la bobina.

Con todos estos datos, obtenemos el valor de la resistencia de la bobina de forma teórica:

$$R \cong 10 \cdot \sqrt{17,1 \cdot 10^{-9}(\Omega m)} \frac{2\pi 0,02m}{0,05m} \sqrt{\pi 1 \cdot 10^5 s^{-1} 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Tm}{A^2} 0,999} = 2,06m\Omega \quad [39]$$

Un valor teórico de un orden de magnitud inferior al práctico, lo que lleva a pensar que el esmaltado puede influir en algún parámetro de la ecuación anterior, y el candidato más probable es la permeabilidad magnética relativa μ_r reduciéndola.

1.3 Elección del valor del condensador de trabajo C1

Se obtiene a partir de la frecuencia de resonancia de un circuito LC:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \leftrightarrow C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100.000s^{-1})^2 \cdot 1 \mu H} \cong 630 nF \quad [40]$$

1.4 Elección de la tecnología de fabricación

A partir de la siguiente comparativa se decide utilizar tecnología de fabricación **MOS** para los transistores del circuito de control:

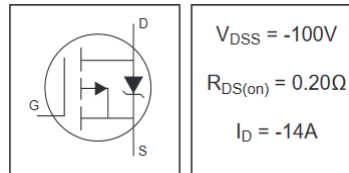
	<i>Dispositivos</i>					
	DIODO	SCR	GTO	BJT	MOSFET	IGBT
Características de disparo	-----	En corriente	En corriente	En corriente	En tensión	En tensión
Potencia del circuito de mando	-----	Media - Alta	Alta	Media - Alta	Muy baja	Muy Baja
Complejidad del circuito de mando	-----	Baja	Alta	Alta	Muy Baja	Muy Baja
Densidad de corriente	Media p/ Alta	Alta	Media - Alta	Media	Alta - Baja	Alta
Máxima tensión inversa	Media	Alta	Alta	Baja - Media	Media - Baja	Media - Alta
Pérdidas en conmutación (circuitos convencionales)	Baja p/ media	Alta	Alta	Media - Alta	Muy Baja	Media - Alta

Imagen 48 | Comparativa de tecnologías de fabricación de transistores de potencia.

- El disparo del transistor se controla por tensión.
- La potencia del circuito de disparo es muy baja.
- La complejidad del circuito de disparo es baja.
- Se pueden conseguir altas densidades de corriente
- Las pérdidas por conmutación son bastante pequeñas.

1.5 Transistores de potencia de canal P | IRF9530N

A partir de los requerimientos de potencia disipada, frecuencia de trabajo y voltajes de control, se decide utilizar el IRF9530N.



	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-14	
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-10	A
I_{DM}	Pulsed Drain Current $\text{\textcircled{D}}$	-56	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	79	W
	Linear Derating Factor	0.53	W/ $^\circ C$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy $\text{\textcircled{D}}$	250	mJ
I_{AR}	Avalanche Current $\text{\textcircled{D}}$	-8.4	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{D}}$	7.9	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{D}}$	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Imagen 49 | Especificaciones técnicas del IRF9530N.

Vamos a obtener la corriente de puerta necesaria para trabajar en el peor de los casos a 200 KHz que es el tope máximo de frecuencia de trabajo. Para ello, utilizamos la siguiente figura, que relaciona la carga de la puerta necesaria en función del voltaje aplicado a la puerta:

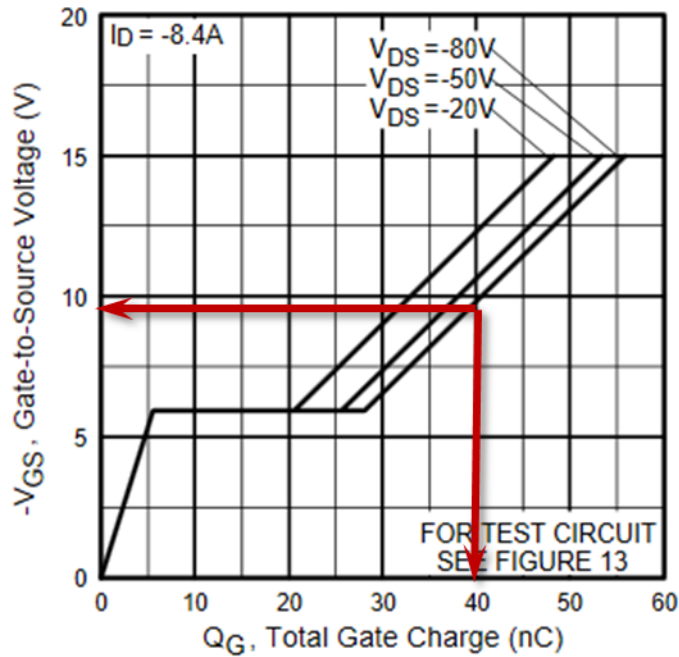


Imagen 50 | Carga típica en función de la tensión de puerta. IRF9530N.

NOTA: Al tratarse de un transistor de canal P, los valores de tensión y corriente se expresan en valores negativos para seguir la misma nomenclatura que en los transistores tipo N.

Puesto que la máxima tensión de puerta $-V_{GS}$ se establece a 12 V al igual que la tensión $-V_{DS}$, escogemos la curva de $V_{DS} = -20 V$, obteniendo una carga de puerta necesaria de 40 nC.

Para la frecuencia de trabajo máxima (200 KHz) se obtiene el siguiente periodo de la señal:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{200 \text{ KHz}} = 5 \mu s \quad [41]$$

En cada ciclo de señal la puerta debe haberse cargado y descargado. Suponiendo iguales tiempos de carga y descarga (un semiperiodo de la señal) obtenemos la corriente de puerta mínima necesaria:

$$i_{min} = \frac{dq}{dt} = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{40nC}{2,5\mu s} = 16 \cdot 10^{-3} \frac{C}{s} = 16mA \quad [42]$$

1.6 Transistores de potencia canal N | IRFZ24N

A partir de los requerimientos de potencia disipada, frecuencia de trabajo y voltajes de control, se decide utilizar el IRFZ24N.

Se trata de un transistor de canal N, de muy baja resistencia de conducción y buena respuesta a altas frecuencias. Alta corriente de drenador, soportando un voltaje máximo de 55 V. Muy buenas prestaciones.

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	UNIT
V _{DS}	Drain-source voltage	55	V
I _D	Drain current (DC)	17	A
P _{tot}	Total power dissipation	45	W
T _{stg} , T _J	Storage & operating temperature	175	°C
R _{DS(ON)}	Drain-source on-state resistance V _{GS} = 10 V	70	mΩ

Imagen 51 | Especificaciones técnicas del IRFZ24N.

Vemos que los valores de tensión y corriente máximos están muy por encima de los requeridos por nuestra aplicación, según la hoja de características. Además, la resistencia de conducción es muy baja, lo que provoca que la disipación de energía también lo sea, reduciendo el tamaño del disipador de los transistores.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{DS}	Drain-source voltage	-	-	55	V
±V _{GS}	Gate-source voltage	-	-	20	V
I _D	Drain current (DC)	T _{mb} = 25 °C	-	17	A
I _D	Drain current (DC)	T _{mb} = 100 °C	-	12	A
I _{DM}	Drain current (pulse peak value)	T _{mb} = 25 °C	-	68	A
P _{tot}	Total power dissipation	T _{mb} = 25 °C	-	45	W
T _{stg} , T _J	Storage & operating temperature	-	- 55	175	°C

Imagen 52 | Valores máximos del IRFZ24N.

La tensión máxima permitida entre drenador y fuente (V_{DS}) supera significativamente los 12 V con los que trabajará nuestro dispositivo. La tensión de puerta (V_{GS}) también está dentro de los límites permitidos.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}; T_J = 55^\circ\text{C}$	55	-	-	V
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 1\text{ mA}$	2.0	3.0	4.0	V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 55\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_J = 175^\circ\text{C}$ $T_J = -55^\circ\text{C}$	-	-	4.4	μA

Imagen 53 | Especificaciones de la tensión umbral del IRFZ24N.

Otro elemento importante es la tensión umbral de la puerta, notablemente inferior a la máxima que se generará que será de 12 V. Así nos aseguraremos que el transistor entra en conducción.

Por último, obtenemos la corriente necesaria de la puerta para trabajar en las condiciones de trabajo del dispositivo:

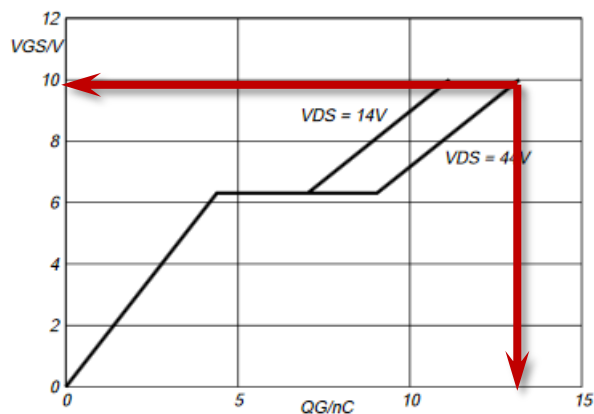


Imagen 54 | Carga típica de puerta en función de la tensión aplicada del IRFZ24N.

Puesto que la curva $V_{DS} = 14 \text{ V}$ no ofrece valores para una tensión de puerta de 12 V (la máxima tensión es 10 V), nos vamos a la curva $V_{DS} = 44 \text{ V}$ (que es el peor de los casos) y así asegurarnos trabajar dentro de los límites del componente:

$$i_{min} = \frac{dq}{dt} = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{13nC}{2,5\mu s} = 5,2 \cdot 10^{-3} \frac{C}{s} = 5,2mA \quad [43]$$

2. Circuito de control | Shield de Arduino

Para el circuito de control hemos pensado utilizar un [shield de Arduino](#) por los siguientes motivos:

- Permite trabajar con un rango de frecuencia variable y configurable.
- Bajo consumo.
- Permite alimentación externa.
- Alimentación y configuración mediante [USB](#).
- Es barato.
- Es software libre.
- Fácil de programar.
- Gran variedad de componentes compatibles (sensores, módulos de comunicación, módulos de visualización, etc.).
- Alta relación-calidad precio.
- Fácil adquisición del producto en el mercado.
- Ofrece la posibilidad de crear una interfaz de usuario.

Es la última de las ventajas la que nos hace decidirnos por un modelo concreto de placa, ya que si vamos a crear una interfaz de usuario atractiva vamos a necesitar muchos recursos de memoria.

El modelo utilizado es Arduino Mega 2560, con un procesador ATmega 2560 con las siguientes especificaciones técnicas:

Arduino Mega 2560	
Tensión alimentación externa	7 V – 12 V
Tensión funcionamiento interna	5 V
Pines digitales de entrada/salida	39 + 15 (PWM)
Pines analógicos de entrada	16
Memoria FLASH	256 KBytes
Memoria EEPROM	4 KBytes
SRAM	8 KBytes
Frecuencia de reloj	16 MHz

Tabla 13 | Especificaciones técnicas de Arduino Mega 2560.



Imagen 55 | [Shield de Arduino](#) Mega 2560.

Además, para la interfaz de usuario, vamos a utilizar un [TFT LCD](#) táctil de 3,6”.

Mediante el software libre de programación de [Arduino](#), definimos los pines que vamos a utilizar como salida:

```
33 #define pin_Buzzer 6
34 #define pin_LED_On 8
35 #define pin_LED_Salida 13
36 #define pin_T1 9
37 #define pin_T2 10
38 #define pin_Consumo A7
39 #define pin_temp1 A8
40 #define pin_tempE A9
41 #define pin_temp2 A10
```

Imagen 56 | Definición de pines en [Arduino](#).

Utilizamos un [buzzer](#) (zumbador) como dispositivo sonoro de funcionamiento. Éste estará controlado por el pin 6 de la placa.

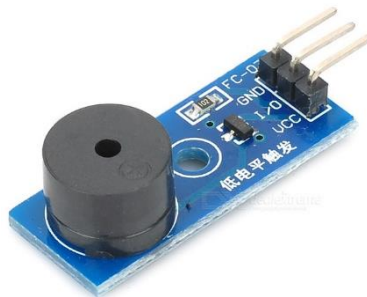


Imagen 57 | [Buzzer](#) de [Arduino](#).

Utilizaremos indicadores luminosos tanto para indicar el estado de encendido como para indicar el estado de funcionamiento. Para ello, utilizaremos los pines 8 y 13 respectivamente.

Para generar la señal de control, vamos a utilizar el timer2 que ofrece la placa. Este timer controla los pines de salida 9 y 10, generando una señal de ancho de pulso, con una frecuencia inicial determinada. Dicha frecuencia, será reprogramable.

```

// Arduino runs at 16 Mhz, so we have 1000 Overflows per second...
// 1/ ((16000000 / 64) / 256) = 1 / 1000
ISR(TIMER2_OVF_vect) {
  RESET_TIMER2;
  int_counter++;
  if (int_counter == 500) {
    if (flag_ON == HIGH) {
      seg--;
    }
    counter_ON++;
    int_counter = 0;
    refresh = HIGH;
    timer_panel++;
  }
};

```

Imagen 58 | Definición del timer2.



Imagen 59 | Tensión de salida de la placa de [Arduino](#) a 100 KHz. Pin 9.

Llegados a este punto, tenemos que tener en cuenta dos cosas:

- El [shield de Arduino](#) permite la opción de generar en el pin 10 la misma señal del pin 9, desfasada 180°. Es decir, obtener misma señal que en el pin 9 pero invertida.
- Además, observamos ruido en la señal de salida. Esto se debe a que el [shield](#) se encuentra alimentado por el puerto [USB](#) del PC y cuyo nivel de tensión es bastante inestable. Esto lo solucionamos, por un lado, alimentando externamente el [shield](#) conectándolo a la fuente de alimentación de PC utilizada en este dispositivo. Una de las ventajas de utilizar esta fuente es la estabilidad de nivel de señal, en cuanto a la

tensión de alimentación se refiere. Por otro lado, añadiendo un driver de puerta implementado por un comparador de señal y un driver de puerta como el que se ha utilizado en la cocina de inducción.

3. Circuito de control | Comparador de señal

Para el comparador de señal, vamos a utilizar un LM319 que, por sus características eléctricas, cumple con los requisitos del diseño.

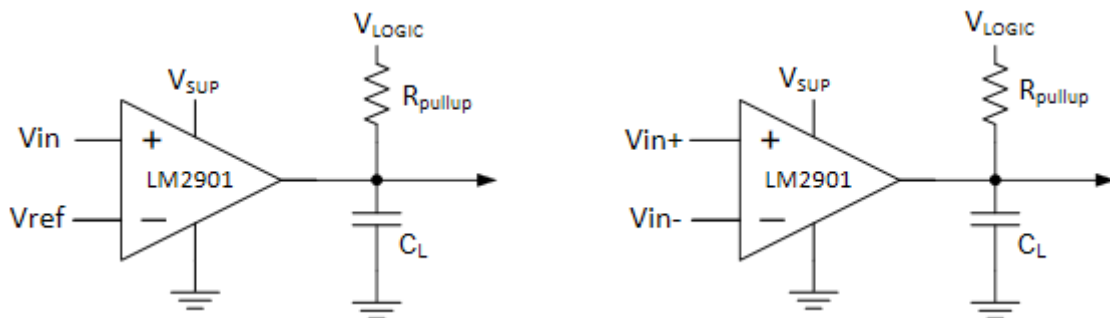


Imagen 60 | Configuración simple y diferencial del comparador LM319.

La capacidad de carga (C_L), la resistencia de PULLUP (R_{PULLUP}) y la resistencia equivalente entre emisor y colector (R_{CE}), determinan la respuesta transitoria. Mientras que la ecuación (5.9) determina la constante de tiempo de carga, la ecuación (5.10) determina la de descarga:

$$\tau_{carga} \cong R_{PULLUP} \cdot C_L = 3,9K\Omega \cdot 220 pF = 858 ns \quad [44]$$

$$\tau_{descarga} \cong R_{CE} \cdot C_L \quad [45]$$

$$R_{CE} = \frac{V_{OL}}{I_{OUT}} \quad [46]$$

Donde V_{OL} es la tensión de salida de nivel bajo y I_{OUT} es la corriente de salida. Si miramos en la hoja de especificaciones del LM319 podemos obtener la siguiente tabla:

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	T _A ⁽²⁾	LM139			LM139A			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO} Input offset voltage	V _{CC} = 5 V to 30 V, V _{IC} = V _{ICR} min, V _O = 1.4 V	25°C		2	5		1	2	mV
		Full range			9			4	
I _{IO} Input offset current	V _O = 1.4 V	25°C		3	25		3	25	nA
		Full range			100			100	
I _{IB} Input bias current	V _O = 1.4 V	25°C		-25	-100		-25	-100	nA
		Full range			-300			-300	
V _{ICR} Common-mode input-voltage range ⁽³⁾		25°C		0 to V _{CC} - 1.5			0 to V _{CC} - 1.5		V
		Full range		0 to V _{CC} - 2			0 to V _{CC} - 2		
A _{VD} Large-signal differential-voltage amplification	V _{CC+} = ±7.5 V, V _O = -5 V to 5 V	25°C		200		50	200	V/mV	
I _{OH} High-level output current	V _{ID} = 1 V	V _{OH} = 5 V	25°C		0.1		0.1	nA	
		V _{OH} = 30 V	Full range			1		1	μA
V _{OL} Low-level output voltage	V _{ID} = -1 V, I _{OL} = 4 mA	25°C		150	400		150	400	mV
		Full range			700			700	
I _{OL} Low-level output current	V _{ID} = -1 V, V _{OL} = 1.5 V	25°C		6	16		6	16	mA
I _{CC} Supply current (four comparators)	V _O = 2.5 V, No load	25°C		0.8	2		0.8	2	mA

Imagen 61 | Hoja de especificaciones eléctricas del LM319.

Obtenemos un valor típico de 4 mA para la I_{OUT} y un valor típico de V_{OL} de 150 mV. Con estos datos obtenemos un valor típico para la constante de tiempo de descarga:

$$\tau_{descarga} \cong \frac{V_{OL}}{I_{OUT}} \cdot C_L = \frac{150 \text{ mV}}{4 \text{ mA}} \cdot 220 \text{ pF} = 8,25 \text{ ps} \quad [47]$$

El ancho de banda viene determinado por el valor más grande de la constante de tiempo del circuito:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi (\tau_{carga} + \tau_{descarga})} \cong \frac{1}{2\pi \tau_{descarga}} = \frac{1}{2\pi \cdot 858 \text{ ns}} \cong 185,5 \text{ KHz} \quad [48]$$

Una frecuencia muy por encima de la frecuencia del trabajo del circuito que está en torno a los 12,8 KHz, por lo que la señal se salida no se verá distorsionada significativamente. El nivel de tensión de referencia para el comparador será de 3,3 V, y lo genera la fuente de PC del dispositivo de [hipertermia](#).

4. Circuito de control | Driver de puerta

Es necesario utilizar un driver de puerta que aporte la corriente necesaria a las puertas de los transistores a la frecuencia establecida. Por eso, se utiliza un esquema idéntico al utilizado en la [cocina de inducción](#), salvo por la utilización de los [IGBT](#) que en este caso es tecnología [MOS](#).

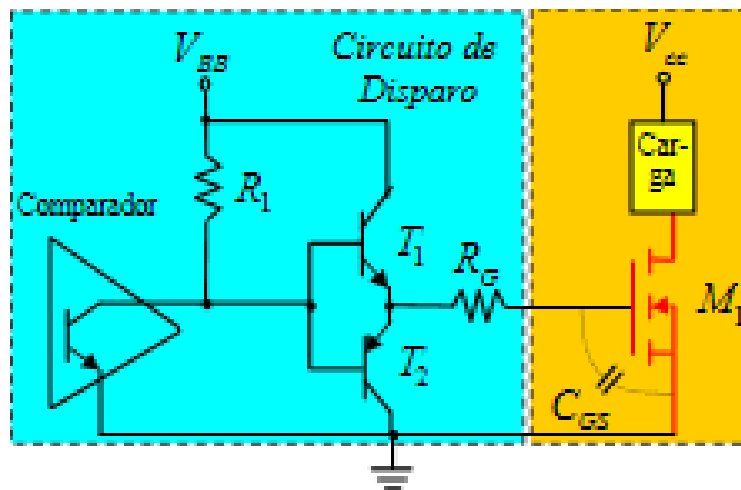


Imagen 62 | Driver de puerta del transistor de potencia.

$$\tau_{ON} = \tau_{OFF} = R_G C_{GS} \quad [49]$$

Ventajas del circuito de disparo

- No se presenta problema de disipación, al conducir solo uno de los transistores a la vez.
- Puede hacerse R_G muy pequeña. La carga y descarga podrá hacerse mucho más rápido y por tanto la conmutación del transistor de potencia.

4.1 Driver de puerta NPN | TIP120

Se trata de un transistor [BJT](#) en configuración DARLINGTON de tipo NPN, utilizado para aplicaciones de conmutación de media potencia.

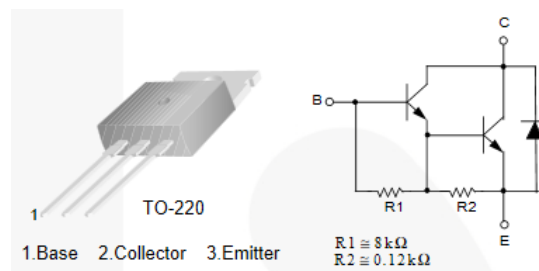


Imagen 63 | Circuito equivalente del TIP120.

De la siguiente tabla sacamos el valor de intensidad máximo que ofrece (5 A), teniendo en cuenta que dicho valor deber superar los 16 mA de la corriente que necesita el IRFP9530 y los 5,2 mA que necesita el IRFZ24N.

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	TIP120	60
		TIP121	80
		TIP122	100
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	TIP120	60
		TIP121	80
		TIP122	100
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	5	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	8	A
I_B	Base Current (DC)	120	mA
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C

Imagen 64 | Valores máximos permitidos del TIP120.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
$V_{CEO(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	TIP120	$I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 0$	60	V
		TIP121		80	
		TIP122		100	
I_{CEO}	Collector Cut-Off Current	TIP120	$V_{CE} = 30 \text{ V}, I_B = 0$	0.5	mA
		TIP121	$V_{CE} = 40 \text{ V}, I_B = 0$	0.5	
		TIP122	$V_{CE} = 50 \text{ V}, I_B = 0$	0.5	
I_{CBO}	Collector Cut-Off Current	TIP120	$V_{CB} = 60 \text{ V}, I_E = 0$	0.2	mA
		TIP121	$V_{CB} = 80 \text{ V}, I_E = 0$	0.2	
		TIP122	$V_{CB} = 100 \text{ V}, I_E = 0$	0.2	
I_{EBO}	Emitter Cut-Off Current	$V_{EB} = 5 \text{ V}, I_C = 0$		2	mA
h_{FE}	DC Current Gain ⁽¹⁾	$V_{CE} = 3 \text{ V}, I_C = 0.5 \text{ A}$	1000		
		$V_{CE} = 3 \text{ V}, I_C = 3 \text{ A}$	1000		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage ⁽¹⁾	$I_C = 3 \text{ A}, I_B = 12 \text{ mA}$		2.0	V
		$I_C = 5 \text{ A}, I_B = 20 \text{ mA}$		4.0	
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage ⁽¹⁾	$V_{CE} = 3 \text{ V}, I_C = 3 \text{ A}$		2.5	V
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0,$ $f = 0.1 \text{ MHz}$		200	pF

Imagen 65 | Características eléctricas del TIP120.

La tensión umbral entra dentro de los límites permitidos 2,5 V, ya que la salida del LM319 ofrece una tensión máxima de 5 V, suficiente.

4.2 Driver de puerta PNP | TIP125

Transistor [BJT](#) en configuración DARLINGTON de tipo PNP, utilizado para aplicaciones de conmutación de potencia media también.

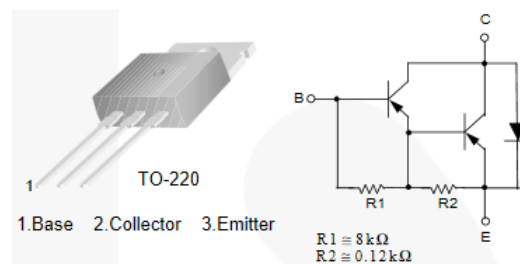


Imagen 66 | Circuito equivalente del TIP125.

De la siguiente tabla sacamos el valor de intensidad máximo que ofrece (- 5 A al tratarse de un PNP), teniendo en cuenta que dicho valor deber superar los 16 mA de la corriente que necesita el IRFP9530 y los 5,2 mA que necesita el IRFZ24N.

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V _{CBO}	Collector-Base Voltage	TIP125	-60	V
		TIP126	-80	
		TIP127	-100	
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	TIP125	-60	V
		TIP126	-80	
		TIP127	-100	
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5	V	
I _C	Collector Current (DC)	-5	A	
I _{CP}	Collector Current (Pulse)	-8	A	
I _B	Base Current (DC)	-120	mA	
T _J	Junction Temperature	150	°C	
T _{STG}	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C	

Imagen 67 | Valores máximos permitidos del TIP125.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
V _{CEO(sus)}	Collector-Emitter Sustaining Voltage	TIP125	I _C = -100 mA, I _B = 0	-60	V
		TIP126		-80	
		TIP127		-100	
I _{CEO}	Collector Cut-Off Current	TIP125	V _{CE} = -30 V, I _B = 0	-2	mA
		TIP126	V _{CE} = -40 V, I _B = 0	-2	
		TIP127	V _{CE} = -50 V, I _B = 0	-2	
I _{CBO}	Collector Cut-Off Current	TIP125	V _{CB} = -60 V, I _E = 0	-1	mA
		TIP126	V _{CB} = -80 V, I _E = 0	-1	
		TIP127	V _{CB} = -100 V, I _E = 0	-1	
I _{EBO}	Emitter Cut-Off Current	V _{EB} = -5 V, I _C = 0		-2	mA
h _{FE}	DC Current Gain ⁽¹⁾	V _{CE} = -3 V, I _C = -0.5 A	1000		
		V _{CE} = -3 V, I _C = -3 A	1000		
V _{CE(sat)}	Collector-Emitter Saturation Voltage ⁽¹⁾	I _C = -3 A, I _B = -12 mA		-2	V
		I _C = -5 A, I _B = -20 mA		-4	
V _{BE(on)}	Base-Emitter On Voltage ⁽¹⁾	V _{CE} = -3 V, I _C = -3 A		-2.5	V
C _{ob}	Output Capacitance	V _{CB} = -10 V, I _E = 0, f = 0.1 MHz		300	pF

Imagen 68 | Características eléctricas del TIP125.

La tensión umbral entra dentro de los límites permitidos, $12\text{ V} - 2,5\text{ V} = 9,5\text{ V}$, ya que la salida del LM319 ofrece una tensión mínima de 0 V, suficiente

Capítulo 5 | Planos de diseño

Para ello, utilizaremos el un software muy potente basado en el diseño de placas electrónicas ([Altium Designer](#)).

1. Diseño del circuito de potencia

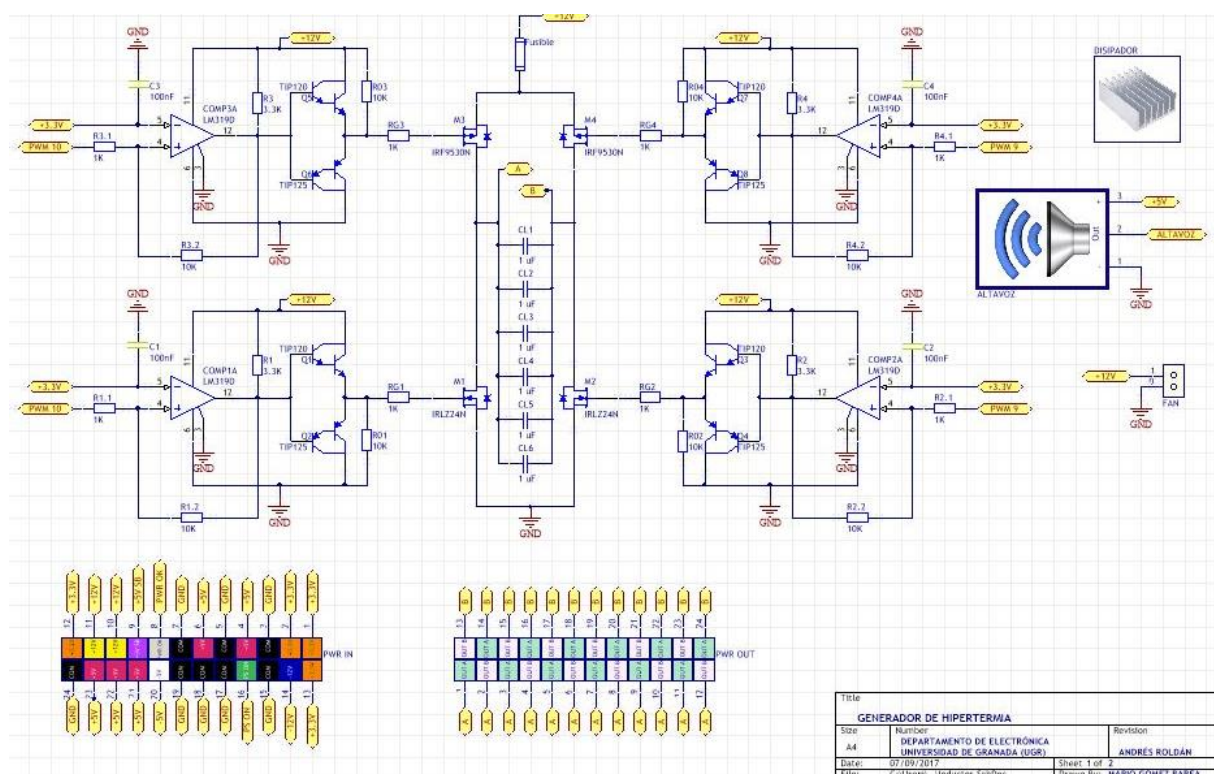


Imagen 69 | Plano de diseño del circuito de potencia.

Consideraciones del diseño a tener en cuenta

- Al puente en H de transistores se le ha incluido un fusible para proteger el dispositivo frente a intensidades para las que no está diseñado y así evitar que se quemen los componentes más sensibles de potencia, y que suelen ser caros.
- Los condensadores C_1 , C_2 , C_3 y C_4 , se colocan para filtrar el posible ruido que pudiera tener en algún momento el nivel de 3,3 V de la fuente de alimentación que se va a utilizar en el dispositivo.
- Las resistencias R_{01} , R_{02} , R_{03} y R_{04} se colocan para llevar a masa (en el caso de los de canal N) y a V_{dd} (en el caso de los de canal P) la puerta del transistor en caso que la salida del driver de puerta estuviera a un nivel de tensión indeterminado.
- La bobina que generará el campo magnético es un elemento que se conectará de manera externa en los terminales A y B de PWR OUT, por tanto, no aparece en este diseño. Sí se tiene en cuenta su conector (PWR OUT) en el circuito.
- Puesto que los condensadores van a soportar unas tensiones grandes, se decide utilizar un número más elevado de estos componentes en paralelo, pero siempre respetando que la capacidad total de carga sea la de diseño (los condensadores en paralelo suman sus capacidades).
- La fuente de alimentación, también es un componente que se conectará externamente en su conector (PWR IN) por lo que no aparece en este diseño.
- Aparece el modelo de disipador. Al no estar conectado eléctricamente a ningún componente (se conecta a la masa del circuito) solo aparece en la simulación 3D que se verá más adelante.
- El [buzzer](#) que se utilizará, irá conectado a una salida del circuito de control ([shield de Arduino](#)) pero por motivos de espacio, el símbolo que lo representa se coloca aquí.

- Se ha añadido un conector por si se decidiera incluir alguna alimentación forzada. De ahí que se incluya un conector (FAN).
- El tipo de conector utilizado para PWR IN y PWR OUT es de 24 pines para conexión a placas de PC con estándares [ATX](#).



Imagen 70 | Conector de 24 pines [ATX](#).

2. Diseño del circuito de control

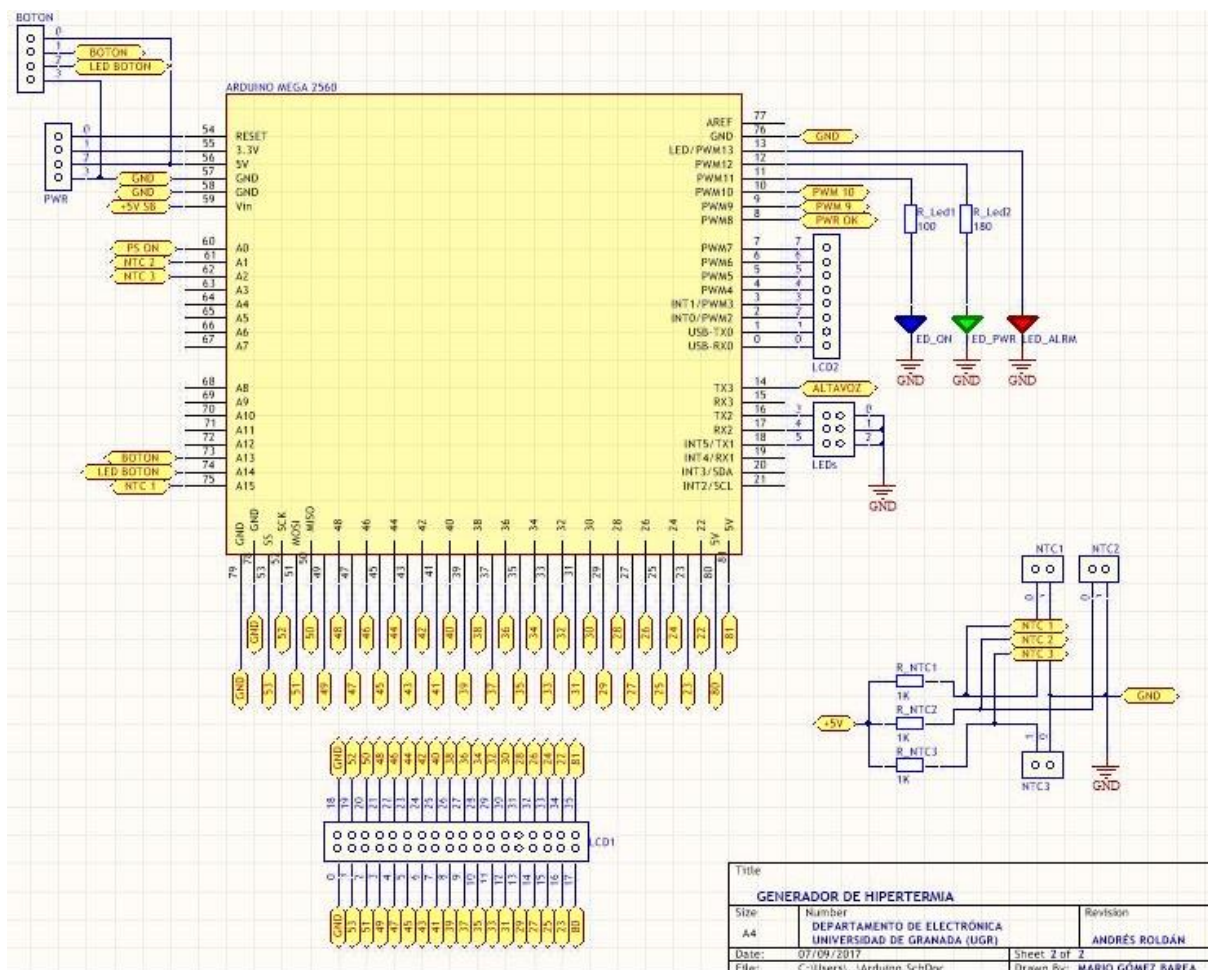


Imagen 71 | Plano de diseño del circuito de control.

Consideraciones del diseño a tener en cuenta

- El conector BOTON se utiliza para encender o apagar la fuente de alimentación del PC.
- El conector PWR ofrece la tensión de alimentación de la placa de [Arduino](#) (+ 5 V) en caso de que sea necesitada.
- Los conectores LCD1 y LCD2 sirven para conectar el [LCD](#) y controlarlo.
- Se han añadido [leds](#) en la placa en formato [SMD](#). [LED](#) ON indica que el dispositivo está generando el campo magnético, [LED](#) PWR indica que el dispositivo está conectado a la fuente de alimentación y [LED](#) ALRM indica si alguno de los sensores de temperatura excede el límite permitido.
- Además, se ha instalado el conector [LEDs](#) por si se necesitan alargar los indicadores luminosos hacia alguna parte de la carcasa.
- Se han añadido tres sensores de temperatura. Uno para cada par de los transistores de potencia (uno para el P y otro para el N), y un tercero para determinar la temperatura exterior de la habitación.


```

void obtener_temperatura() {

    float Vin = 5.0;      // [V]      Tensión alimentación del divisor
    float Rfija = 1000;   // [ohm]     Resistencia fija del divisor
    float R25 = 10000;    // [ohm]     Valor de NTC a 25°C
    float Beta = 3988.0;  // [K]     Parámetro Beta de NTC
    float T0 = 293.15;    // [K]     Temperatura de referencia en Kelvin

    float Vout1 = 0.0;    // [V]     Variable para almacenar Vout
    float VoutE = 0.0;    // [V]     Variable para almacenar Vout
    float Vout2 = 0.0;    // [V]     Variable para almacenar Vout

    float Rntc1 = 0.0;    // [ohm]   Variable para NTC en ohmios
    float RntcE = 0.0;    // [ohm]   Variable para NTC en ohmios
    float Rntc2 = 0.0;    // [ohm]   Variable para NTC en ohmios

    //Y ahora calculamos la Temperatura

    //Primero la Vout del divisor
    Vout1 = (Vin / 1024) * (analogRead(pin_temp1));
    VoutE = (Vin / 1024) * (analogRead(pin_tempE));
    Vout2 = (Vin / 1024) * (analogRead(pin_temp2));

    //Ahora la resistencia de la NTC
    Rntc1 = (Vout1 * Rfija) / (Vin - Vout1);
    RntcE = (VoutE * Rfija) / (Vin - VoutE);
    Rntc2 = (Vout2 * Rfija) / (Vin - Vout2);

    //Y por último la temperatura en Kelvin
    //temp1 = (Beta / (log(Rntc1 / R25) + (Beta / T0))) - 273;
    //tempE = (Beta / (log(RntcE / R25) + (Beta / T0))) - 273;
    temp1 = temp1L - 1;
    tempE = tempEL - 10;
    temp2 = (Beta / (log(Rntc2 / R25) + (Beta / T0))) - 273;

}

```

Imagen 72 | Código para obtener la temperatura de los sensores.

El tipo de sensores que se utilizan en el diseño es NTC SNS-TMP10K:



3. Cocina de inducción

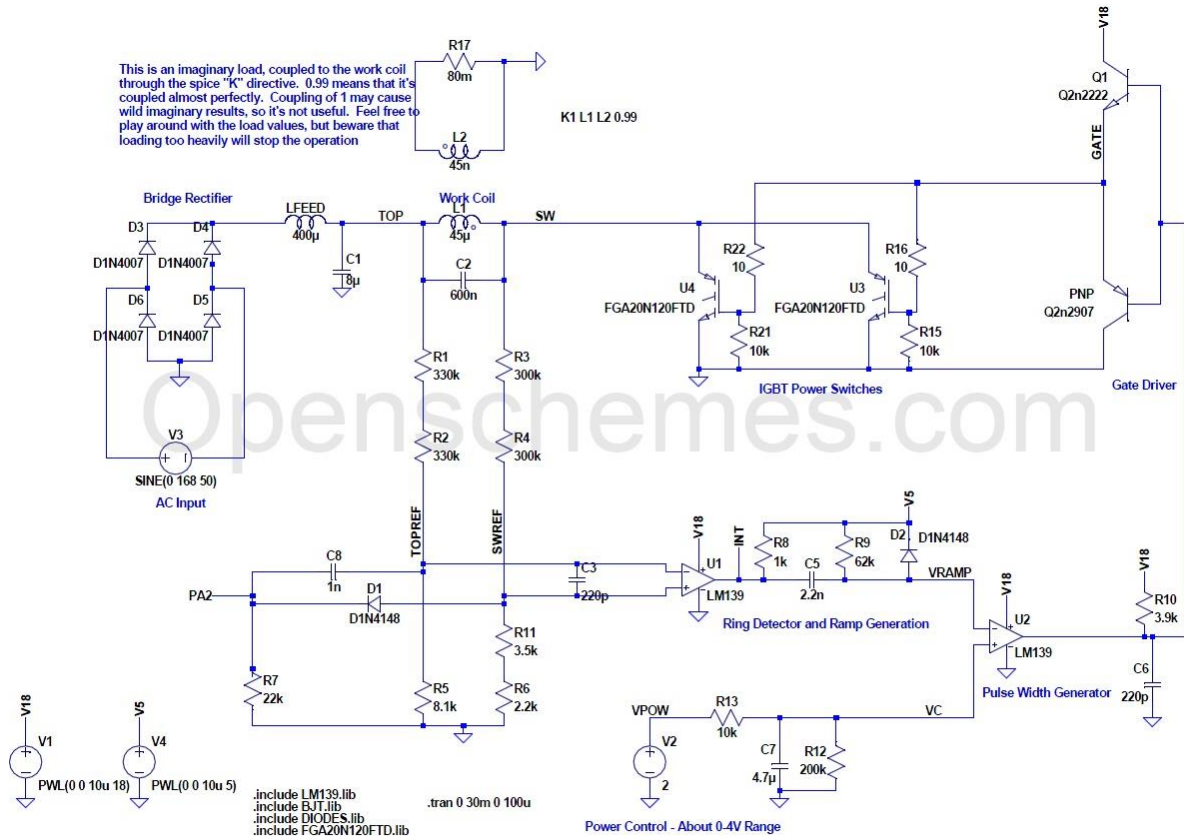


Imagen 74 | Plano [cocina de inducción](#).

4. Prototipo del laboratorio. Calentador

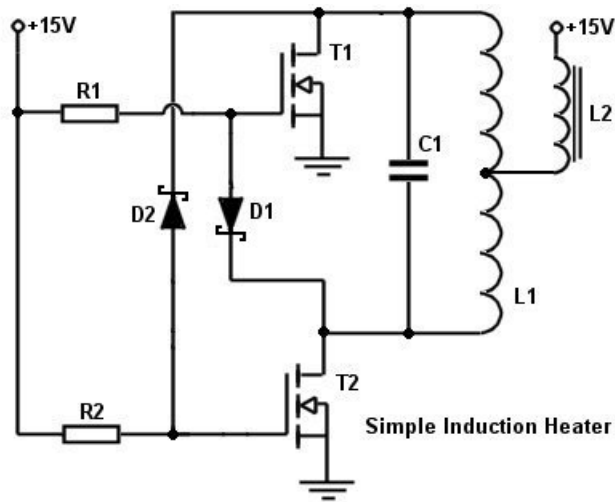


Imagen 75 | Plano del prototipo del laboratorio.

5. Arduino ATmega 2560

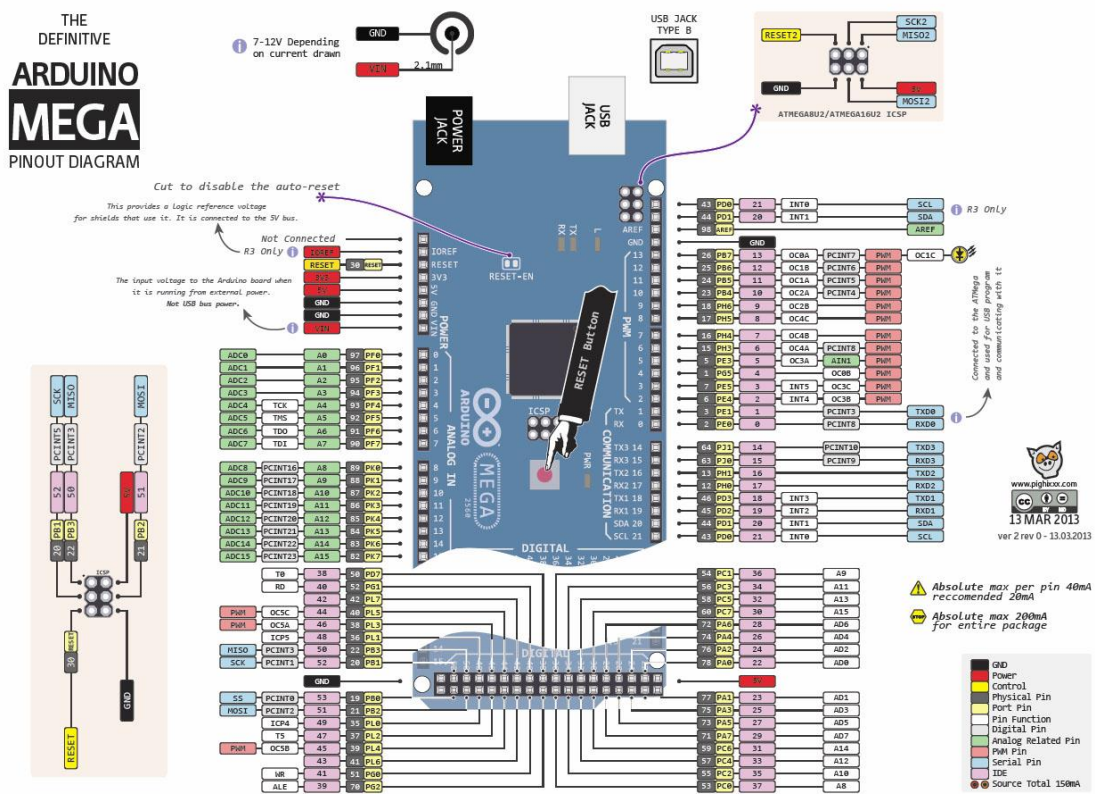


Imagen 76 | Plano del [shield Arduino](#) ATmega 2560.

Capítulo 6 | Memoria económica

A | FASE DE ESTUDIO

<u>Código</u>	<u>Concepto</u>	<u>Cantidad</u>	<u>Precio</u>
A1	Nanopartículas de magnetita (Fe ₃ O ₄)	10 g	2,38 €
A2	Ácido oleico (CH [CH ₂] ₇ COOH)	10 ml	4,69 €
A3	Material de inyección sanguínea	1 ud.	0,50 €
A4	Horas implicadas en esta fase	30 h	600,00 €
TOTAL			607,57 €

B | FASE DE INGENIERÍA INVERSA

<u>Código</u>	<u>Concepto</u>	<u>Cantidad</u>	<u>Precio</u>
B1	Cocina de inducción	1 ud.	30,64 €
B2	Horas implicadas en esta fase	75 h	1.500,00 €
TOTAL			1.530,64 €

C | FASE DE DISEÑO

<u>Código</u>	<u>Concepto</u>	<u>Cantidad</u>	<u>Precio</u>
C1	Horas implicadas en esta fase	60 h	1.200,00 €
TOTAL			1.200,00 €

D | FASE DE FABRICACIÓN

<u>Código</u>	<u>Concepto</u>	<u>Cantidad</u>	<u>Precio</u>
D1	Shield Arduino Mega 2560	1 ud.	12,00 €
D2	TFT LCD 3,6''	1 ud.	10,00 €
D3	Placa de cobre, doble capa, 0,1 m x 0,1 m	1 ud.	7,94 €
D4	Placa de prototipado, 0,17 m x 0,06 m	1 ud.	5,69 €
D5	Caja de acero, TAKACHI Serie SSB, IP65, Modelo SSB223312	1 ud.	64,50 €
D6	Disipador de calor, 0,16 m x 0,08 m x 0,03 m	1 ud.	8,71 €
D7	Buzzer (zumbador)	1 ud.	3,64 €
D8	Sensor NTC SNS-TMP10K	3 uds.	3,39 €
D9	Conector hembra ATX	2 uds.	3,90 €
D10	Fusible, serie OmniBlock, 8 A, 125 VAC	1 ud.	7,57 €
D11	Fuente de alimentación PC, modelo PS502S, fabricante 3GO, pot. 500 W	1 ud.	19,95 €
D12	Conector 2 x 1 pines	4 uds.	1,20 €
D13	Conector 4 x 1 pines	2 uds.	1,00 €
D14	Conector 8 x 1 pines	1 ud.	0,30 €
D15	Conector 3 x 2 pines	1 ud.	0,40 €
D16	Conector 18 x 2 pines	1 ud.	0,80 €
D17	Led rojo	1 ud.	0,11 €
D18	Led azul	1 ud.	0,59 €
D19	Led verde	1 ud.	0,12 €
D20	Led rojo SMD	1 ud.	0,82 €
D21	Led azul SMD	1 ud.	1,08 €
D22	Led verde SMD	1 ud.	0,77 €
D23	Interruptor 12 V	1 ud.	2,86 €
D24	Resistencia SMD 1 KOhm	11 uds.	1,76 €
D25	Resistencia SMD 10 KOhm	8 uds.	1,28 €

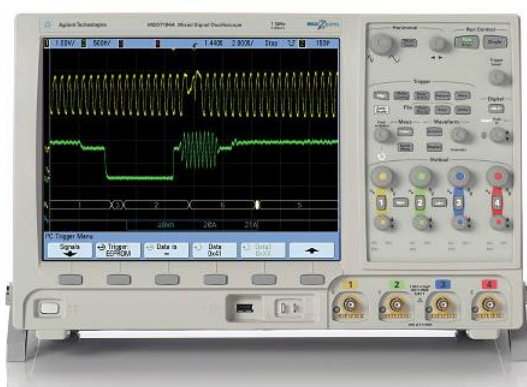
D26	Resistencia SMD 3,3 KOhm	4 uds.	0,64 €
D27	Resistencia SMD 180 Ohm	1 ud.	0,16 €
D28	Resistencia SMD 100 Ohm	1 ud.	0,16 €
D29	LM319 SMD	4 uds.	3,72 €
D30	TIP120	4 uds.	1,59 €
D31	TIP125	4 uds.	7,56 €
D32	IRF9530N	2 uds.	4,04 €
D33	IRFZ24N	2 uds.	1,06 €
D34	Condensador SMD 100 nF	4 uds.	0,14 €
D35	Condensador MKP 1 uF	6 uds.	11,28 €
D36	Hilo de cobre esmaltado d = 6 mm	1 ud.	9,66 €
D37	Estaño	1 ud.	9,91 €
D38	Soldador 750 W	1 ud.	49,50 €
D39	Horas implicadas en esta fase	120 h	2.400,00 €
		TOTAL	2.659,08 €

MEMORIA ECONÓMICA

<u>Fase</u>	<u>Descripción</u>	<u>Precio</u>
A	ESTUDIO	607,57 €
B	INGENIERÍA INVERSA	1.530,64 €
C	DISEÑO	1200,00 €
D	FABRICACIÓN	2.659,08 €
TOTAL		5.998,01 €

Capítulo 7 | Dispositivos de medición utilizados

1. Osciloscopio



Modelo: MS07104A

Fabricante:

Manual de usuario:

<http://www.keysight.com/en/pd-1293648-pn-MS07104A/mixed-signal-oscilloscope-1-ghz-4-analog-plus-16-digital->

[channels?pm=PL&nid=-32453.753828&cc=ES&lc=spa](http://www.keysight.com/en/pd-1293648-pn-MS07104A/mixed-signal-oscilloscope-1-ghz-4-analog-plus-16-digital-channels?pm=PL&nid=-32453.753828&cc=ES&lc=spa)

Especificaciones técnicas:

- 1 GHz de ancho de banda.
- 4 canales analógicos y 16 digitales.
- 4Gmuestras/s.
- Pantalla [XGA](#) de 12,1”.

2. Multímetro digital



Modelo: DVM890L

Fabricante:



Manual de usuario: <http://www.velleman.eu/downloads/1/dvm890lgb.pdf>

Especificaciones técnicas:

- 1 GHz de ancho de banda.
- Voltaje DC 200mV/2V/20V/200V/1000V.
- Voltaje AC 200 mV/2 V/10 V/200 V/700 V.
- Corriente DC 2 mA/20 mA/200 mA/20 A (rango de 20 A no protegido con fusible).
- Corriente AC 20 mA/200 mA/20 A (rango de 20 A no protegido con fusible).
- Resistencia 200 Ω /2 K Ω /20 K Ω /200 K Ω /2 M Ω /20 M Ω /200 M Ω .
- Capacitancia 2000 pF/20 nF/200 nF/2 μ F/20 μ F
- Temperatura - 50 $^{\circ}$ C – 400 $^{\circ}$ C / 400 $^{\circ}$ C – 1000 $^{\circ}$ C / 0 $^{\circ}$ C – 40 $^{\circ}$ C

3. Analizador de impedancias



Modelo: 4192A

Fabricante:

Manual de usuario:

<http://www.velleman.eu/downloads/1/dvm890lgb.pdf>



Especificaciones técnicas:

- Rango de frecuencia de 5Hz a 13MHz.
- Medición en barrido de frecuencia.
- Mediciones de amplitud, fase y retardo de grupo.
- Medición de impedancias $|Z|$, $|Y|$, θ , R, X, G, C, B, L, D, Q, δ y $\delta(\%)$.
- GPIB.

Capítulo 8 | Proveedores de material electrónico

1. SONITEL GRANADA



Ubicación: C/ Manuel de Falla 3. 18005. Granada.

Teléfono: 958 250 351

Mapa:



2. ELECTROG GRANADA



Ubicación: Polígono industrial El Florío
57. 18005. Granada.

Teléfono: 958 290 809

Web: <http://electrog.es/>

Mapa:

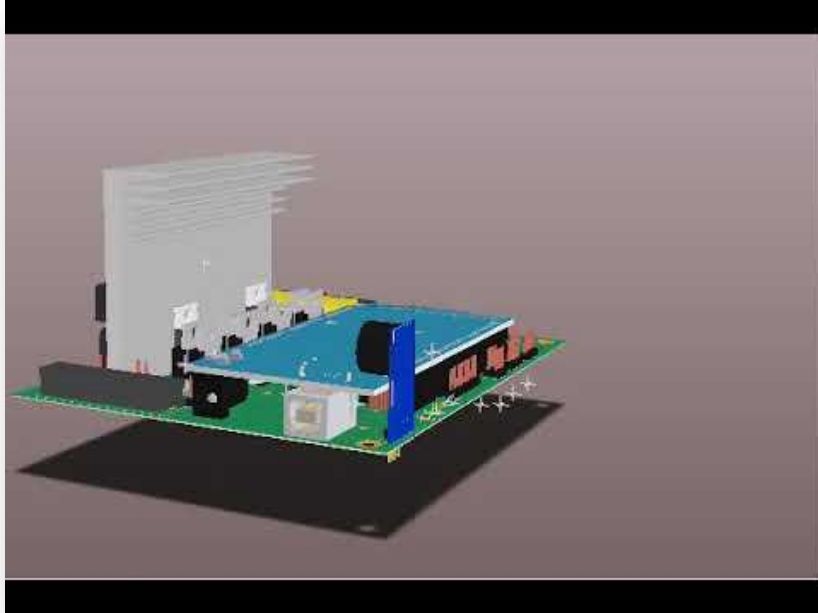


Capítulo 9 | Bibliografía

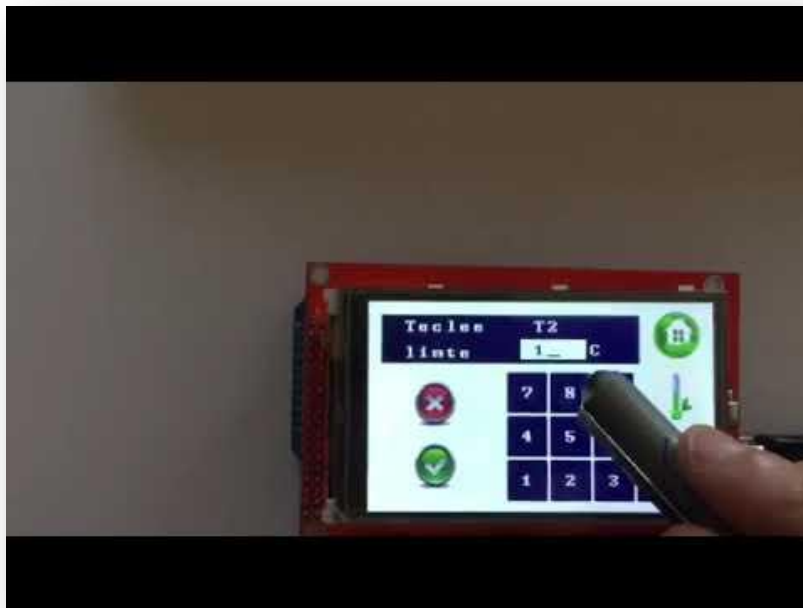
- 1 | Ajay Kumar Gupta, Mona Gupta; “Synthesis and surface engineering of iron oxide nanoparticles for biomedical applications”; Biomaterials,
- 2 | Challa S.S.R. Kumar, Faruq Mohammad; “Magnetic nanomaterials for hyperthermia-based therapy and controlled drug delivery”, Advanced Drug Delivery Reviews.
- 3 | Corchero José Luis, Villaverde Antonio; “Biomedical applications of distally controlled magnetic nanoparticles”, Trends in Biotechnology
- 4 | “¿Cómo funcionan las fuentes de alimentación conmutada?”. Lugar de publicación: FIDESTEC. URL: <http://fidestec.com/blog/fuentes-de-alimentacion-conmutadas-01/>
- 5 | Blanca Irene Macías Martínez, Elia Martha Múzquiz Ramos, Sagrario Martínez Montemayor; “Nanoferritas superparamagnéticas para el tratamiento del cáncer por hipertermia”; Universidad Autónoma de Coahuila. URL: <http://www.posgradoeinvestigacion.uadec.mx/CienciaCierta/CC34/10.html#.WbYFdchJaUk>
- 6 | I. Nagano, H. Nagae, Y. Shiozaki et al. “Development of a portable cancer treatment system using induction heating – A new weapon for killing the cancer”.
- 7 | Rafael Factor Carandina; “Acción de nanopartículas de manganeso sobre células de tumor humano”; Universidad Estatal de Sao Paulo “Júlio de Mesquita Filho”.
- 8 | Mary Luz Mojica Piscioti, Roberto Zysler; “Nanopartículas Magnéticas Para Tratamiento de Tumores Por Hipertermia”. EAE, 2012.
- 9 | Eugenio Nieto Vilardell; “Fuentes de alimentación conmutadas en la práctica: Qué son, cómo funcionan, cómo se reparan”; Fidestec; 2015.
- 10 | Gilberto Enríquez Harper; “El ABC del control electrónico de las máquinas eléctricas”; Limusa; 2003.
- 11 | Jose Bustamante; “Curso Completo Arduino”; CreateSpace Independent Publishing Platform; 2017.
- 12 | Andrés Roldán Aranda. “Amplificadores Operacionales. Comparadores”; Universidad de Granada. URL: http://electronica.ugr.es/~amroldan/asignaturas/curso08-09/ftc/temas/Tema_01E_AO_Comparador.pdf
- 13 | Mauricio Martínez; “Diseño con Altium Designer”; 2012. URL: http://electronicengineerlife.blogspot.com.es/2012/10/planteamiento-o-descripcion-del_7.html

- 14 | Altium Designer. "Download Libraries"; URL: <http://techdocs.altium.com/display/ADOH/Download+Libraries>
- 15 | Muhammad H. Rashid; "Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones"; Pearson Educación; 2004.
- 16 | Rodrigo Maureira; "Transistores MOSFET como interruptores de potencia"; 2010. URL: <http://smartdreams.cl/transistores-mosfet-como-interruptores-de-potencia/>
- 17 | Rodrigo Maureira; "Peripecias con memorias Flash"; 2013. URL: <http://smartdreams.cl/transistores-mosfet-como-interruptores-de-potencia/https://www.tr3sdl.com/2011/12/tutorial-arduino-0005-sensor-de-temperatura-ntc/>
- 18 | Arduino; "Arduino Timer Interrupt"; 2006. URL: <http://forum.arduino.cc/index.php?topic=37875.0>
- 19 | Rodrigo Maureira; "SMD Profundización"; 2013. URL: <http://electronicaifip.blogspot.com.es/2013/03/smd-profundizacion.html>
- 20 | Mauricio Martínez; "Enciende una fuente de alimentación ATX con Arduino"; 2015. URL: <https://www.yoisma2304.com/enciende-una-fuente-de-alimentacion-atx-con-arduino/>
- 21 | Altium Designer; "Altium – Import 3D model into footprint". URL: <https://www.pcb-3d.com/knowledge-base/altium-import-3d-model-into-footprint/>
- 22 | Texas Instruments; "LMx19 High Speed Dual Comparator". URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm319-n.pdf>
- 23 | Keysight Technologies; "Manual de usuario Osciloscopio MSO7104A".
- 24 | Velleman; "Manual de usuario Multímetro digital DVM890L".
- 25 | Diodes Incorporated; "1N4001 - 1N4007 1.0A RECTIFIER". URL: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds28002.pdf>
- 26 | 3GO; "Fuente de alimentación PC". URL: <http://www.3go.es/es/fuentesliteseries/2196-fuentealim5wvent12cm.html>
- 27 | Arduino. "Arduino Mega 2560". URL: <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>
- 28 | International Rectifier. "IRF9530N". URL: <https://www.infineon.com/dgdl/irf9530n.pdf?fileId=5546d462533600a401535611b4a71dbf>
- 29 | Philips Semiconductors. "IRFZ24N". URL: <http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/17806/PHILIPS/IRFZ24N.html>
- 30 | Fairchild. "TIP120". URL: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/TI/TIP120.pdf>
- 31 | Fairchild. "TIP125". URL: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/TI/TIP125.pdf>

Capítulo 10 | Vídeos



Vídeo 1 | Vídeo de la PCB.



Vídeo 2 | Interfaz gráfica de usuario.

Capítulo 11 | Conclusión

Final del Proyecto

La elaboración de este proyecto ha sido todo un reto desde el punto de vista técnico. Mis conocimientos en ingeniería de telecomunicaciones han sido muy valiosos para confeccionar y diseñar este dispositivo.

Nos hemos encontrado con distintos paradigmas de diseño electrónico. Hemos trabajado desde el punto de vista más acorde con las telecomunicaciones (circuitos de pequeña señal, circuitos de control, circuitos de comparación, drivers, etc.) y, además, los requerimientos del proyecto han obligado a trabajar desde un punto de vista más industrial (circuitos de potencia).

Todo este conjunto me ha ofrecido una visión global de lo que supone la elaboración de un proyecto de estas dimensiones, enriqueciendo mis conocimientos y ofreciéndome una realidad que de otra manera no hubiera sido posible adquirir.

Además, trabajar en un dispositivo con esta finalidad, una finalidad médica, ha sido una de las motivaciones principales y personales. El poder arrojar alguna luz sobre los efectos saludables que pudiera tener la implementación de este tipo, ha sido, sin duda, una satisfacción de carácter muy personal.

Trabajar en un dispositivo médico, implica tener que adquirir conocimientos, investigar, y recopilar información que a priori nada tiene que ver con lo que es la ingeniería pura de telecomunicaciones. Sin embargo, ya sea en el ámbito médico o en cualquier otro ámbito, es un proceso indispensable trabajar conjuntamente en

campos que, en teoría, nada tienen que ver. Es así que me ha hecho ver la infinidad de aplicaciones y campos de implementación que esta ingeniería tiene, agrandando mi satisfacción personal y motivación, si cabe.

En un futuro, me gustaría poder dedicar todo mi esfuerzo, mi conocimiento y mi trabajo en la elaboración de dispositivos que ayuden a mejorar la salud de aquellas personas que más lo necesitan.

Trabajar en este proyecto, me ha hecho conocer metodologías de trabajo que buscan la excelencia. Me ha dado la oportunidad de mejorar y de sacar lo mejor de mí mismo. Todo esto, con mucho esfuerzo.

Trabajar con mi tutor, aparte de ofrecerme una visión más amplia, ha hecho mejorar la capacidad de autodesarrollo, búsqueda de información y desarrollo profesional, muy acorde al perfil que hoy en día se demanda en un mundo laboral tan competitivo.

Como conclusión, destacar la valía de los conocimientos adquiridos sobre los procesos de recopilación de información, de elaboración, de fabricación y de desarrollo personal y profesional que este proyecto me ha aportado.

